



**KERNFORSCHUNGSANLAGE JÜLICH GmbH**

Arbeitsgruppe COSY

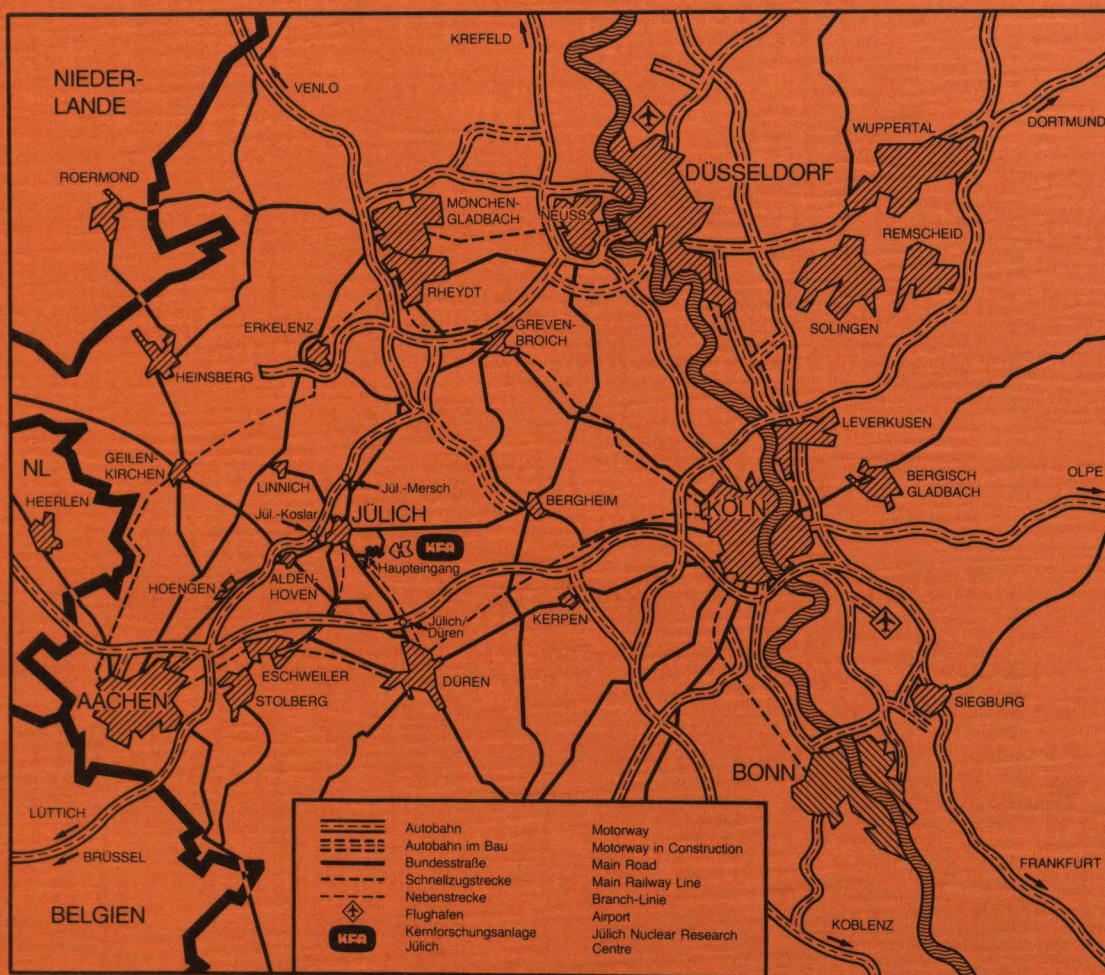
**Aufbau und Untersuchung  
von Kammfiltern  
im Frequenzbereich bis 1,5 GHz**

von

Peter-Josef Maaßen

Jül-Spez-386  
Januar 1987  
ISSN 0343-7639





Als Manuskript gedruckt

**Spezielle Berichte der Kernforschungsanlage Jülich – Nr. 386**  
Arbeitsgruppe COSY Jül-Spez-386

Zu beziehen durch: ZENTRALBIBLIOTHEK der Kernforschungsanlage Jülich GmbH  
Postfach 19 13 · D-5170 Jülich (Bundesrepublik Deutschland)  
Telefon: 02461/610 · Telex: 833556-0 kf d



**Aufbau und Untersuchung  
von Kammfiltern  
im Frequenzbereich bis 1,5 GHz**

von

Peter-Josef Maaßen

## Inhaltsverzeichnis

Kapitel	Seite
1 ) Einleitung	1
1.1 ) Aufgabenstellung	1
1.2 ) Probleme beim Aufbau von Kammfiltern	4
1.3 ) Meßaufbau - Streuparameter	5
1.4 ) Berechnung der Filtereigenschaften mit dem Programm SPICE	7
1.5 ) Elektrische Länge einer Leitung	8
2 ) Eigenschaften des Meßsystems	8
2.1 ) Meßsender SMPD	8
2.2 ) Vektorvoltmeter ZPV	9
2.3 ) Tunereinschub-ZPV-E3	11
2.4 ) S-Parameter-Testadapter ZPV-Z5	11
2.5 ) Meßgerätetoleranzen	11
3 ) Kammfilterfilter mit Stichleitung	14
3.1 ) Physikalische Grundlagen und Vorüberlegungen	14
3.2 ) Kammfilteraufbau nur mit Stichleitung	16
3.3 ) Kammfilter mittels Stichleitung und Widerstand im Knoten	20
3.4 ) Kammfilter mit Stichleitung und Induktivität im Knoten	22
3.5 ) Gemeinsame Effekte bei Filtern mit Stichleitung und Einsatzgrenzen	24
4 ) Filter mit Verzögerungsleitung	29
4.1 ) Grundlagen	29
4.2 ) Kammfilter mit Verzögerungsleitung mittels Leistungs- teilern mit Anschlüssen des Typs BNC	30
4.3 ) Kammfilteraufbau mit Leistungsteilern mit Anschlüssen des Typs N	33
4.4 ) Zusammenfassung der Filtereigenschaften	36

5 )	Leitungsdämpfung, Ersatzschaltungen	38
5.1 )	Untersuchungen zur Leitungsdämpfung	38
5.2 )	Ermittlung der Hochfrequenzersatzschaltungen der zusätzlichen Bauteile	42
5.3 )	Viertorschaltung	45
5.4 )	Ersatzschaltungen der Leistungsteiler	47
6 )	Abschließende Betrachtungen	48
6.1 )	Kammfilter mit kurzgeschlossener Stichleitung	48
6.2 )	Kammfilter mit Verzögerungsleitung und Leistungsteilern	49
6.3 )	Gegenüberstellung der Kammfiltertypen	50
	Literaturliste	52
Anhang A )	Schaltungen und Eingabedateien für das Programm SPICE	53
Anhang B )	Meßdiagramme zur Leitungsdämpfung und Reflexions- faktormessungen	69

## 1 ) Einleitung

### 1.1 ) Aufgabenstellung

Das Thema dieser Arbeit ist der Aufbau und die Untersuchung verschiedener Hochfrequenzfiltertypen.

In diesem Fall soll das Filter beim Bau eines Synchrotrons mit Phasenraumkühlung ( Cooler-Synchrotron COSY ) innerhalb der Kernforschungsanlage Jülich verwendet werden.

Innerhalb des Ringes läuft ein gepulster Protonenstrahl, dessen Umlauffrequenz sich aus der Ringlänge und der Strahlgeschwindigkeit ergibt. Dies ergibt im Zeitbereich ein periodisches Spektrum aus Diracimpulsen. Nach der Fouriertransformation setzt sich ein periodisches Spektrum von Diracimpulsen im Zeitbereich aus einer unendlichen Anzahl von harmonischen Schwingungen im Frequenzbereich zusammen. ( Gleichungen 1.1 und 1.2 und Bild 1.1 ) /1/

$\delta$  = Diracstoß

( Gl. 1.1 ) 
$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \delta(t - n \cdot T_0)$$

$T_0$  = Umlaufzeit  
des Strahles

( Gl. 1.2 ) 
$$\underline{I}(f) = f_0 \sum_{n=1}^{\infty} \delta(f - n f_0)$$

$f_0$  = Umlauffrequenz  
des Strahles

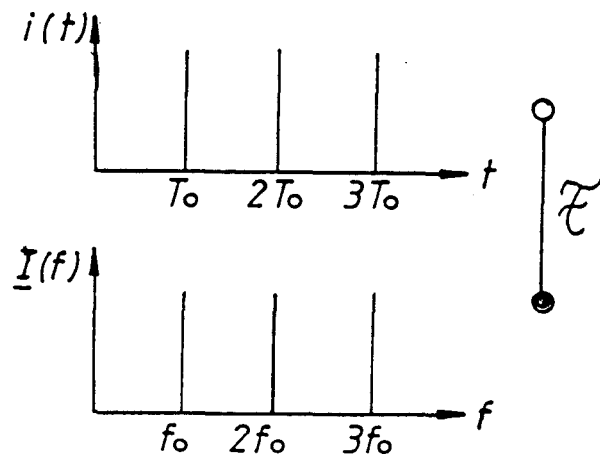


Bild 1.1 Periodisches Spektrum der Strahlimpulse im Zeit- und Frequenzbereich

Der Strahl oszilliert um seine Sollbahn, und dies erzeugt Seitenbänder im Frequenzbereich. Durch longitudinales stochastisches Kühlen soll die Energieschärfe jedes Strahlimpulses heraufgesetzt werden ( Bild 1.2 ). Dazu wird mit einer Strahlsonde ( Stelle PU in Bild 1.3 ) ein Signal vom Strahl entnommen und als Gegenkopplung verstärkt und gefiltert dem Strahl zugeführt ( Stelle K in Bild 1.3 ). Das entnommene Signal hat

eine sehr geringe Leistung und muß verstärkt werden. Die Gegenkopplung besteht aus diesem Verstärker und einem Hochfrequenzfilter. Durch die Gegenkopplung werden während des Betriebes die Spektrallinien bei Vielfachen der Umlauffrequenz schmaler (Phasenraumkühlung siehe Bild 1.2). /2/

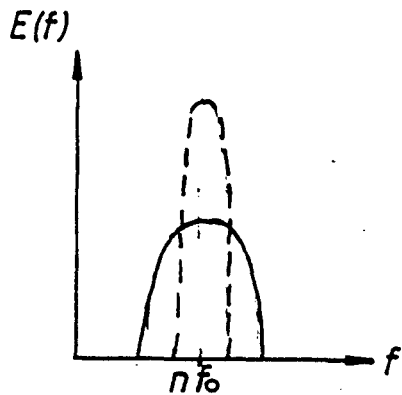


Bild 1.2 Vergrößerung der Energieschärfe durch longitudinales stochastisches Kühlen

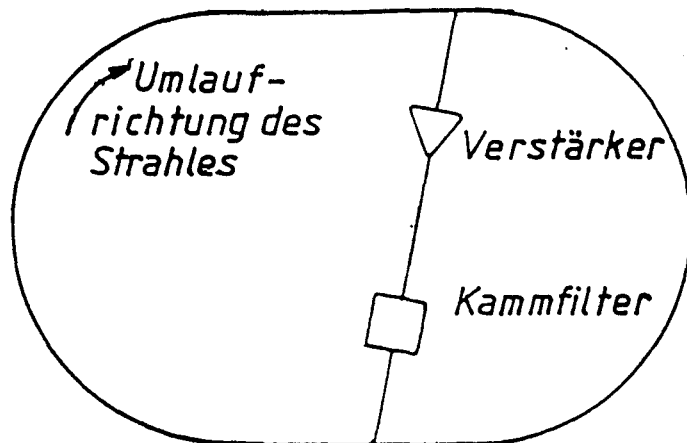


Bild 1.3 Anordnung von Gegenkopplung im COSY - Ring

Das Filter, welches bei der Gegenkopplung des aus dem Strahl entnommenen Signales verwendet wird, ist ein Kammfilter. Filter diesen Typs besitzen einen periodischen Verlauf von Durchlaß- und Sperrbereich, das heißt, daß bei Vielfachen der untersten Durchlaßfrequenz (Sperrfrequenz) weitere Durchlaßfrequenzen (Sperrfrequenzen) liegen. Hierzu die Gleichungen ( Gl 1.3 ) und ( Gl 1.4 ).

$$( \text{ Gl } 1.3 ) \quad f_D = n \cdot f_{D0}$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

$$( \text{ Gl } 1.4 ) \quad f_S = n \cdot f_{S0}$$

$f_D$  = Durchlaßfrequenz

$f_{D0}$  = unterste Durchlaßfrequenz

$f_S$  = Sperrfrequenz

$f_{S0}$  = unterste Sperrfrequenz

Dieses aufzubauende Kammfilter soll folgende Eigenschaften aufweisen ( siehe dazu Bild 1.4 ):

- a ) Es soll einen möglichst frequenzunabhängigen Amplitudenverlauf aufweisen

- b ) Die Phase soll im Sperrbereich möglichst steil von  $-90^\circ$  bis  $+90^\circ$  verlaufen

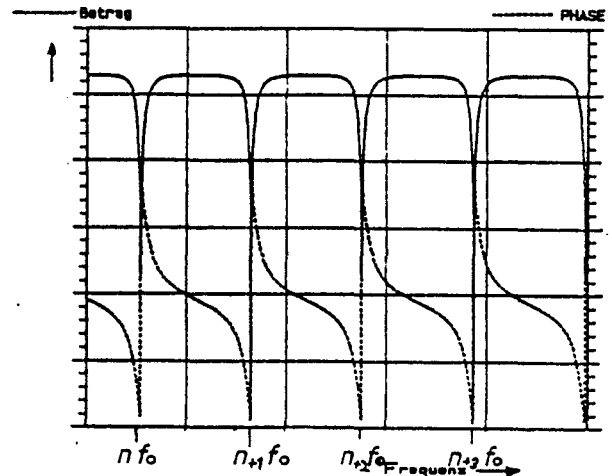


Bild 1.4 Prinzipieller Verlauf der Übertragungseigenlinie eines Kammfilters nach Betrag und Phase

Die Resonanzfrequenzen für die Sperrbereiche sollen den harmonischen Frequenzen entsprechen, die man durch die Fouriertransformation der Strahlimpulse im Beschleunigerring erhält. Bei diesen Frequenzen ist eine Signalübertragung durch das Filter nicht möglich. Dies bedeutet, daß die Teilchen, die sich mit Sollgeschwindigkeit im Ring bewegen, nicht von der Gegenkopplung beeinflußt werden, während die Teilchen die nicht mit Sollgeschwindigkeit fliegen, von der Gegenkopplung erfaßt werden. Ein besonderer Schwerpunkt liegt auf dem Phasenverlauf, der von großer Bedeutung für die Gegenkopplung ist.

Die Eigenschaften a und b sollen in einem Bereich von einigen hundert MHz bis einigen GHz erfüllt sein. /2/

Aus diesen Forderungen folgt, daß ein Aufbau mit konzentrierten Bauelementen nicht möglich ist. Es kommen nur Leitungsfiler in Frage.

Die Aufgabe besteht nun darin, verschiedene Kammfilter aufzubauen und ihre Eigenschaften zu untersuchen. Dabei werden zwei Filtertypen untersucht die auf unterschiedlichen physikalischen Grundlagen beruhen.



- a) Aufbau des Filters mit einer, bei der Grundfrequenz  $\lambda/4$  langen, kurzgeschlossenen Stichleitung. Hier wird die frequenzabhängige Transformation des Kurzschlusses am Leitungsende zum Leitungsanfang hin ausgenutzt (siehe Bild 1.5).

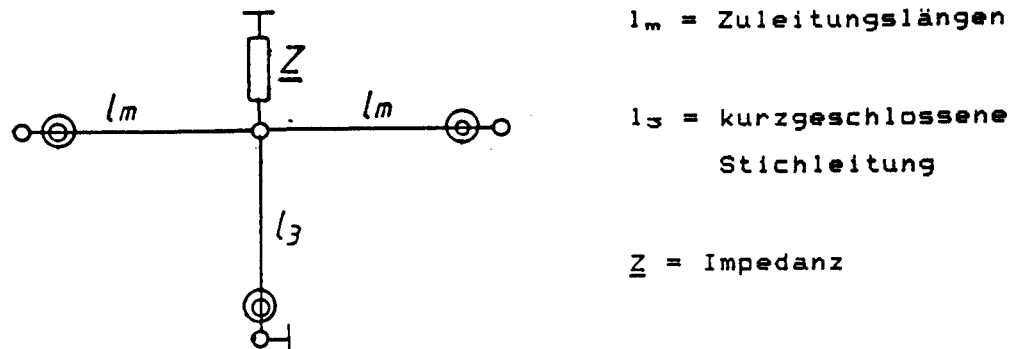


Bild 1.5 Prinzipieller Aufbau für Kammfilter mit kurzgeschlossener Stichleitung

- b) Aufbau des Filters mit Leistungsteilern und einer Verzögerungsleitung. Hier wird die unterschiedliche Laufzeit auf zwei verschieden langen Leitungen ausgenutzt (siehe Bild 1.6)

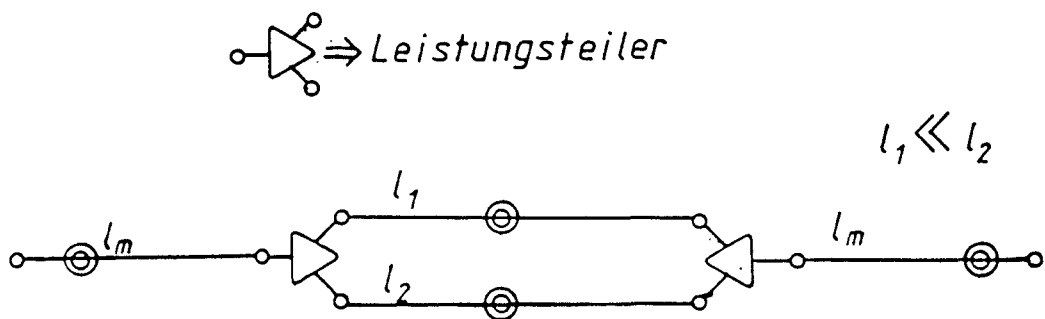


Bild 1.6 Prinzipieller Aufbau für Kammfilter mit Verzögerungsleitung und Leistungsteilern

## 1.2 ) Probleme beim Aufbau von Kammfiltern

Bei den hier benötigten Kammfiltern ist eine untere Resonanzfrequenz im Bereich um 2 MHz gefordert. Dies bedeutet für die die Resonanzfrequenz bestimmende Leitungslänge bei Filtern mit

Stichleitung und bei Filtern mit Verzögerungsleitung Werte in der Größenordnung von 70 Metern. Bei diesen Leitungslängen tritt die Leitungsdämpfung störend auf. Ebenfalls sind die zu verwendenden Bauteile nicht ideal, sondern weisen Längsinduktivitäten und Parallelkapazitäten auf. Diese Problematik wird in die theoretischen Berechnungen einbezogen. Es wird überprüft, wie gut Theorie und Praxis übereinstimmen.

### 1.3 ) Meßaufbau - Streuparameter

Die Messungen werden mit einem Meßsystem aus Geräten der Firma Rhode & Schwarz durchgeführt ( siehe Bild 1.7 ). Da die Geräte mittels IEC-Bus steuerbar sind, werden die Messungen automatisiert durchgeführt. Der verwendete Steuerrechner ist vom Typ HP 1000 A 700. /3/ Bei der Messung der Übertragungskennlinien der verschiedenen Filter wird der Streuparameter  $S_{21}$  gemessen.

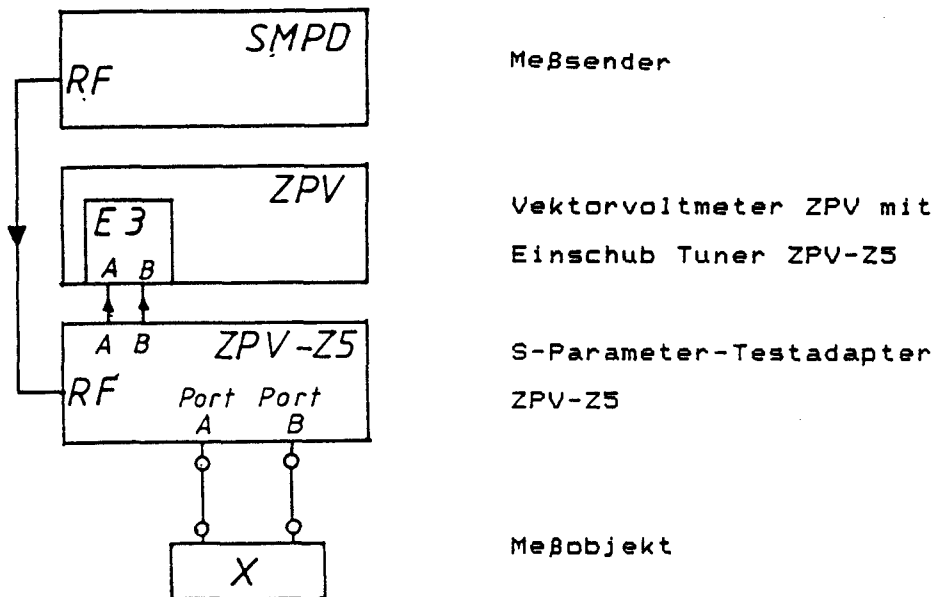


Bild 1.7 Meßaufbau

Die Streuparameter beschreiben die Kenndaten ( Übertragungsverhalten, Reflexionen an den Toren ) eines Mehrtores in Abhängigkeit der Wellenwiderstände an den Toren. Die Streuparameter verknüpfen die in ein Tor hineinlaufenden und aus ihm hinauslaufenden Leistungswellen ( Bild 1.8 ).

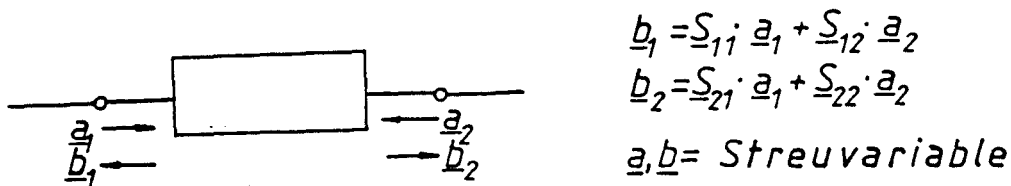
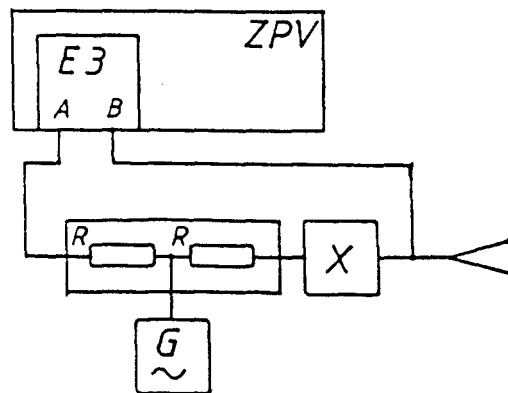
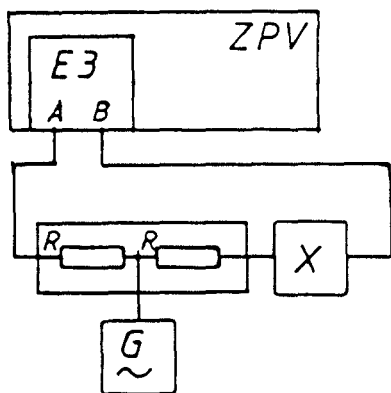


Bild 1.8 Verknüpfung von Leistungswellen mittels S-Parameter bei einem Zweitor

Die bei dieser Arbeit zu messenden Filterschaltungen sind Zweitore, bei denen die Streuparameter folgendes bedeuten :

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} && \text{Eigenreflexionsfaktor an Tor 1} \\ S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} && \text{Rückwärtsübertragungsfaktor von Tor 2 nach Tor 1} \\ S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} && \text{Eigenreflexionsfaktor an Tor 2} \\ S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} && \text{Vorwärtsübertragungsfaktor von Tor 1 nach Tor 2} \end{aligned}$$

Zur Bestimmung der Streuparameter mit dem ZPV-E3 sind gesonderte Meßaufbauten für Übertragungsfaktormessungen und Reflexionsfaktormessungen ( Bilder 1.9 und 1.10 ) notwendig.



$R = \text{Wellenwiderstand des Systems}$

Bild 1.9 Meßaufbau zur Übertragungsfaktormessung

Bild 1.10 Meßaufbau zur Reflexionsfaktormessung

Bei diesen Untersuchungen wird mit dem S-Parameter-Testadapter ZPV-Z5 gemessen, so daß diese Meßschaltungen nicht aufgebaut



werden müssen ( siehe Kap. 2.4 ). In ihm sind Meßschaltungen zur Bestimmung der S-Parameter realisiert ( Bild 2.3 ).

Die erhaltenen Meßdaten werden über ein Graphikprogramm ausgewertet und die Meßkurven ausgeplottet /4/.

#### 1.4 ) Berechnung der Filtereigenschaften mit dem Programm SPICE

Die theoretischen Verläufe der Übertragungsfunktionen der Filter werden mit dem an der University of California entwickelten Netzwerkanalyseprogramm SPICE erhalten /5/. Zur Beschreibung des Netzwerkes sind folgende Arbeitsschritte nötig :

- Die Stromverzweigungsknoten werden nummeriert. Der Knoten für Nullpotential bekommt die Nummer Null.
- In einem Datensatz werden die Bauteile zwischen den einzelnen Knoten mit ihren physikalischen Größen angegeben.
- Verlustlose Leitungen werden durch ihre Anschlußknoten, ihren Wellenwiderstand und ihre Signallaufzeit beschrieben.
- Die angelegten Spannungen werden ebenfalls im Datensatz beschrieben. Dazu wird angegeben zwischen welchen Knoten die Spannung angelegt wird und welche Größe sie hat. Dabei wird zwischen Gleich- und Wechselspannungen unterschieden.
- Die Knoten zwischen denen die Ausgangsspannungen berechnet werden sollen werden angegeben, ebenso der zu berechnende Frequenzbereich.

Ein Eingabebeispiel ist in Anhang A.1 aufgeführt.

In diesem Programm ist die Berechnung nur verlustloser Leitungen vorgesehen. Die auftretende Leitungsdämpfung wird mit diesem Programm folgendermaßen simuliert :

Die Leitung wird in kleinere Leitungsstücke aufgeteilt und mit Ableitwiderständen versehen ( Aufteilung der Leitung siehe Anhang A.2 ). Die maximal im Programm angebbare Anzahl von Knotenpunkten hängt von der Speichergröße des Rechners ab. In diesem Fall liegt sie bei 2000.

Die Leitung wird in neunzehn Leitungsstücke aufgeteilt. Dieses Modell legt die Frequenzgrenze für die Simulation der Lei-

tungsdämpfung fest, da bei hohen Frequenzen mehr als ein Widerstand bei der Berechnung in einem Spannungsknoten oder Spannungsbauch liegt. Die Frequenzgrenze für die Simulation liegt bei dem verwendeten Simulationsmodell bei 500 MHz. Die Berechnungsergebnisse werden über ein Graphikprogramm ausgewertet und ausgeplottet /4/.

### 1.5 ) Elektrische Länge einer Leitung

Alle Längenangaben von Leitungen in dieser Arbeit beziehen sich auf die elektrische Länge der Leitung. Die elektrische Länge einer Leitung ist die Länge, die eine laufzeitgleiche Luftleitung haben müßte. Es gilt :

$$( \text{Gl 1.5} ) \quad l_K = \sqrt{\epsilon_r \cdot U_r} \cdot L_K$$

Dabei ist  $L_K$  die geometrische Länge der Leitung und  $l_K$  ist die Länge der entsprechenden Luftleitung oder auch der elektrischen Länge. Der Vorteil dieser Betrachtungsweise liegt darin, daß man bei Berechnungen nicht auf unterschiedliche Ausbreitungsgeschwindigkeiten von Signalen achten muß. Außerdem werden im Programm SPICE Leitungen durch die Laufzeit von Signalen beschrieben.

## 2 ) Eigenschaften des Meßsystems

### 2.1 ) Meßsender SMPD

Der benutzte Meßsender, vom Typ SMPD der Firma Rhode & Schwarz, ist von 5 kHz bis 2750 MHz einstellbar. Seine Ausgangsleistung ist von -130 dBm bis +13 dBm variierbar. Der Sender ermöglicht es, einen vorher eingestellten Frequenzbereich durchzuwobbeln. Außerdem ist die Ausgabe von frequenz-,

amplituden-, oder phasenmodulierten Signalen mit einstellbarem Modulationsgrad möglich. Seine Steuerbarkeit über einen IEC-Bus ermöglicht automatische Messungen /6/.

## 2.2 ) Vektorvoltmeter ZPV

Das Meßgerät, vom Typ ZPV der Firma Rhode & Schwarz, ist ein Vektorvoltmeter mit zwei Meßkanälen, das frequenzselektiv nach Betrag und Phase mißt /7/. Je nach Betriebsart wird die Spannung in Kanal A oder Kanal B gemessen. Die Phasenlage wird immer auf Kanal A bezogen, gemessen und angezeigt. Der Betrag der Spannung wird absolut gemessen. Eine weitere Betriebsart ist die Messung des Spannungsverhältnisses zwischen den Kanälen. Dabei wird Kanal A als Referenzkanal betrachtet. Ein eingebauter Mikroprozessor vom Typ 8080 A rechnet das komplexe Spannungsverhältnis in andere physikalische Größen, zum Beispiel Widerstand oder Admittanz, um. Weiterhin sind Laufzeitmessungen von Signalen über Zweitore möglich.

In diesem Fall ist die Umrechnung der gemessenen Spannungen in S-Parameter gewünscht. Diese Streuparameter sind auf den jeweiligen Wellenwiderstand eines Tores bezogen. Der ZPV ist auf Wellenwiderstände von 50 Ohm und 75 Ohm einstellbar. Außerdem muß angegeben werden, ob die Messung über Richtkoppler erfolgt oder nicht. ( Meßaufbauten zur S-Parametermessung siehe Kapitel 1.3 )

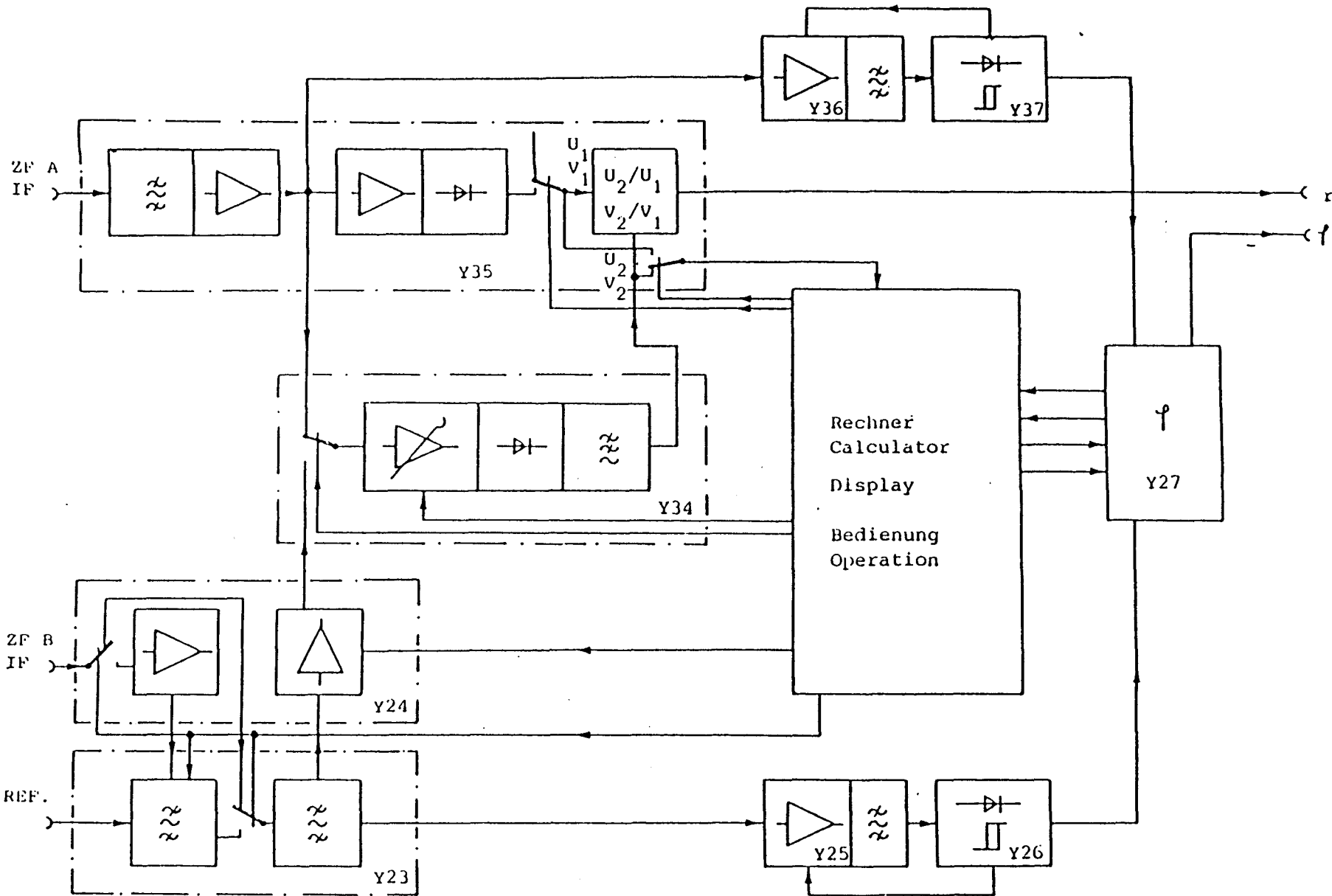
Durch Kalibrierung des ZPV wird die Bezugsebene ( Nullpunkt ) für die Ausgabe des Messergebnisses festgelegt.

Alle diese Funktionen sind manuell an der Gerätefrontplatte oder mittels IEC-Bus über einen Steuerrechner einstellbar.

Das ZPV-Grundgerät verarbeitet die bei 20 kHz liegende ZF des Tunereinschubes. Der bei diesen Messungen verwendete Tunereinschub ist der Tuner ZPV-E3 ( Blockschaltbild für ZPV siehe Bild 2.1 )



Bild 2.1 Blockschaltbild des Vektorevoltmeters ZPV



### 2.3 ) Tunereinschub ZPV-E3

Der verwendete Tunereinschub zum ZPV, vom Typ ZPV-E3, ist in einem Frequenzbereich von 300 kHz bis 2000 MHz einsetzbar. Er setzt die zu messenden Spannungen in den zwei Meßkanälen A und B auf die vom ZPV Grundgerät geforderten 20 kHz herab (siehe dazu Blockschaltbild Bild 2.2). Diese Frequenzumsetzung geschieht durch phasengerechte Abtastung nach auslassen von n-Perioden der angelegten HF-Spannungen /8/.

## 2.4 ) S-Parameter-Testadapter

Die in Kapitel 1.4 angesprochenen Meßaufbauten zur Bestimmung der Streuparameter eines Zweitors sind im S-Parameter-Test-Adapter ZPV-Z5 realisiert. Das Schaltbild zeigt Bild 2.3. Der ZPV-Z5 hat an seinen Anschlüssen einen Wellenwiderstand von 50 Ohm. Er ist einstellbar auf alle vier bei einem Zweitor vorkommenden Streu-Parameter. Alle Funktionen sind ebenfalls über IEC-Bus steuerbar /9/.

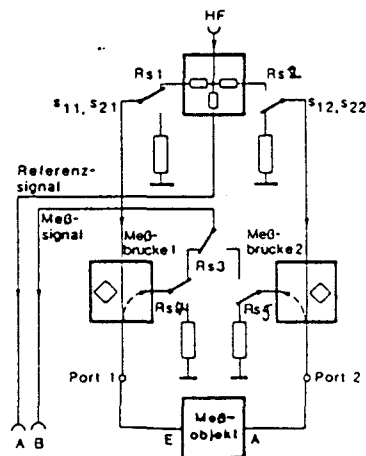


Bild 2.3 Aufbau des S-Parameter-Testadapters ZPV-Z5

## 2.5 ) Meßgerätetoleranzen

Zur Beurteilung der Meßsicherheit ist es notwendig die Fehler-toleranzen der verwendeten Meßgeräte zu wissen.

Diese sind nach Firmenunterlagen :

a) ZPV-E3.:

Betrag des	( mit Kalibrierung )	1,5 % ( f > 1 GHz )
Spannungsver-	( ohne Kalibrierung )	3,0 % ( f < 500 MHz )
hältnisses		6,0 % ( f < 1,5 GHz )
		12,0 % ( f < 2 GHz )

Phase	( Linearität )	0,5°
	( Frequenzabh. )	1,0° ( f < 100 MHz )
		4,0° ( f < 500 MHz )
		6,0° ( f < 1,5 GHz )
		12,0° ( f < 2,0 GHz )

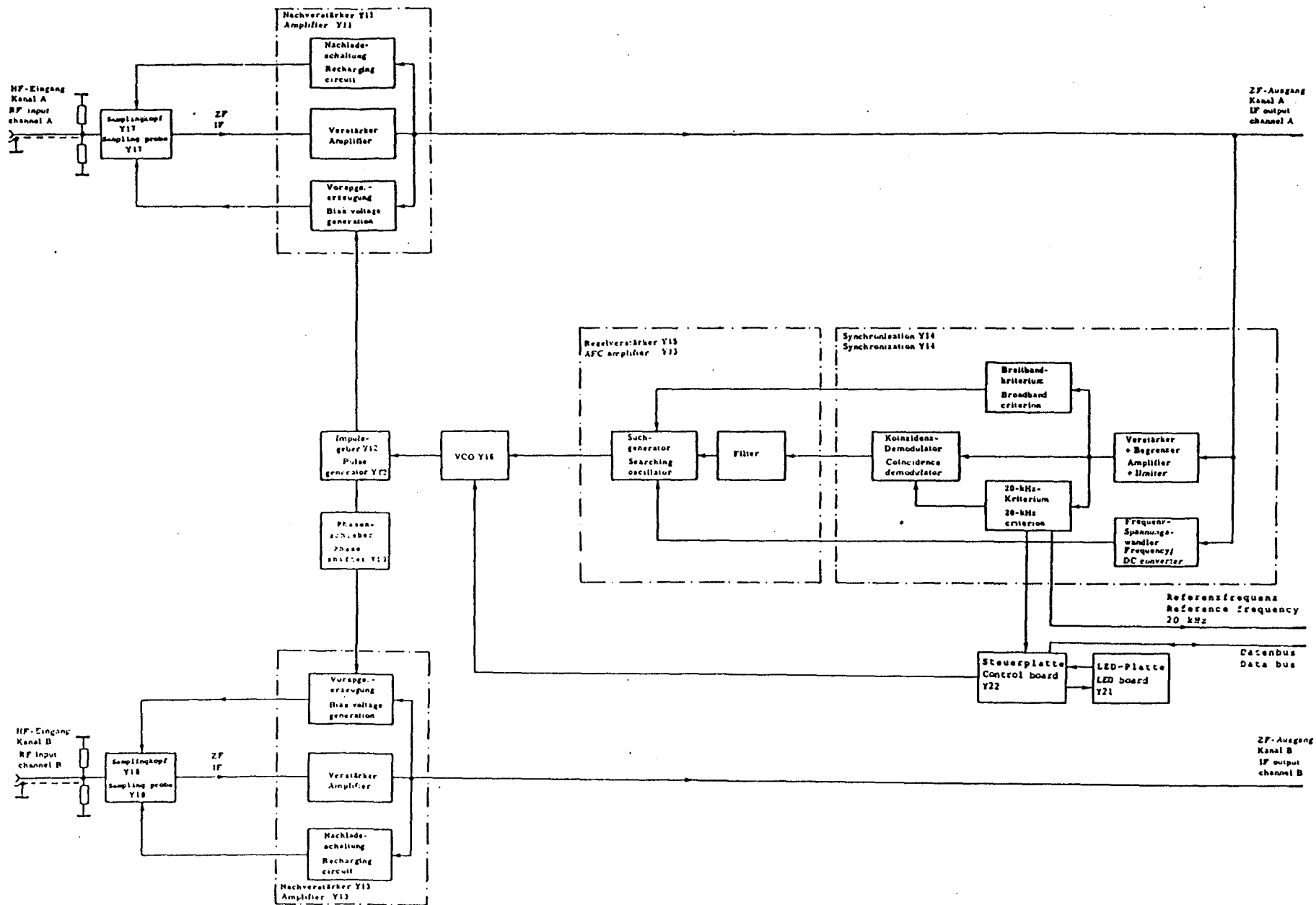
b) S-Parameter-Testadapter Z5 :

Phasenfehler	6,0° * f/GHz
--------------	--------------

Die Toleranz bei der Messung des Betrages des Spannungsverhältnisses ist bei Kalibrierung vor jeder Messung mit 1,5 % Fehler gering. Ohne Kalibrierung steigt die Fehlertoleranz mit ansteigender Frequenz.

Die frequenzabhängigen Fehlertoleranzen bei der Phasenmessung bedeuten eine mit der Frequenz ansteigende Meßunsicherheit, die bei hohen Frequenzen eine sichere Beurteilung der Meßergebnisse erschwert.





### 3 ) Kammfilter mit Stichleitung

#### 3.1 ) Physikalische Grundlagen und Vorüberlegungen

Die zuerst untersuchten Filter haben als Durchlaß- und Sperrfrequenzen bestimmendes Bauteil eine kurzgeschlossene Stichleitung ( siehe Bild 1.5 ). Ströme und Spannungen am Anfang und am Ende einer verlustlosen Leitung der Länge  $l$  sind durch zwei Gleichungen miteinander verknüpft ( siehe Bild 3.1 ) /11/.

$$( \text{ Gl 3.1 } ) \quad \underline{U}_1 = \underline{U}_2 \cos \beta l + \underline{I}_2 \cdot \underline{Z}_w \sin \beta l$$

$$( \text{ Gl 3.2 } ) \quad \underline{I}_1 = \underline{I}_2 \cos \beta l + \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_w} \sin \beta l$$

$$\beta = \frac{\omega}{c}$$

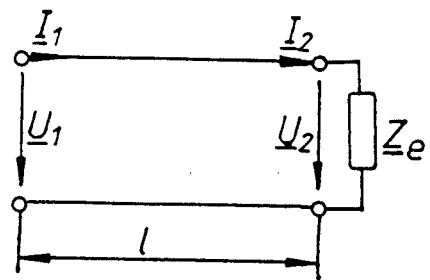


Bild 3.1 Ströme und Spannungen am Anfang und Ende einer Leitung

Ein beliebiger Abschluß am Ende der Leitung (  $\underline{Z}_e$  ), transformiert sich nach folgender Beziehung in den Eingangswiderstand

$$\underline{Z}_a = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} :$$

$$( \text{ Gl 3.3 } ) \quad \underline{Z}_a = \underline{Z}_e \frac{1 + j \frac{\underline{Z}_w}{\underline{Z}_e} \tan \beta l}{1 + j \frac{\underline{Z}_e}{\underline{Z}_w} \tan \beta l}$$

Dabei bedeutet  $\underline{Z}_a$  den Widerstand, den man am Leitungsanfang mißt. Wegen  $\beta$  ist diese Transformation periodisch mit der Frequenz.

Als Leitungsabschluß wird ein Kurzschluß verwendet, weil dieser in einem weiten Frequenzbereich relativ einfach und ideal zu realisieren ist. Damit folgt für den Eingangswiderstand :

$$( \text{ Gl 3.4 } ) \quad \underline{Z}_a = j \underline{Z}_w \tan \beta l$$

Die kurzgeschlossene Leitung wirkt, jeweils in der Nähe einer Resonanzfrequenz, als Serien- oder Parallelschwingkreis.

Es gilt für Parallelresonanz unter der Annahme, daß die Leitung dispersionsfrei ist :

$$( \text{ Gl 3.5 } ) \quad f_{rp} = c \cdot \frac{2n+1}{4 \cdot l} \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Für Serienresonanz gilt, ebenfalls unter der Voraussetzung der Dispersionsfreiheit :

$$( \text{ Gl 3.6 } ) \quad f_{rs} = c \cdot \frac{n}{2 \cdot l} \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

Für den geplanten Einsatz dieses Filters sind die Serienresonanzfrequenzen wichtig. Bei diesen Frequenzen wirkt die Stichleitung als Kurzschluß und eine Signalübertragung ist nicht möglich ( siehe Kap. 1.1 ).

Die erste Serienresonanzfrequenz liegt im Bereich um 2 MHz, was bedeutet, daß die kurzgeschlossene Stichleitung eine Länge in der Größenordnung um 70 Metern haben muß. Bei diesen Leitungslängen kann man die Leitung nicht mehr als verlustlos ansehen. Damit folgen aus den Gleichungen 3.1 und 3.2 die Gleichungen 3.7 und 3.8.

$$( \text{ Gl 3.7 } ) \quad \underline{U}_1 = \underline{U}_2 \cosh \underline{\chi} l + \underline{I}_2 \underline{Z}_w \sinh \underline{\chi} l$$

$$( \text{ Gl 3.8 } ) \quad \underline{I}_1 = \underline{I}_2 \cosh \underline{\chi} l + \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_w} \sinh \underline{\chi} l$$

$$\underline{\chi} = \alpha + j \cdot \beta$$

$\underline{\chi}$  = Übertragungsbelag  
 $\alpha$  = Dämpfungsbelag  
 $\beta$  = Phasenbelag

Die Transformation eines beliebigen Leitungsabschlusses zum Leitungsanfang erfolgt nach der Gleichung 3.9.

$$( \text{ Gl 3.9 } ) \quad \underline{Z}_a = \underline{Z}_e \frac{1 + \frac{\underline{Z}_w}{\underline{Z}_e} \cdot \tanh \underline{\chi} l}{1 + \frac{\underline{Z}_e}{\underline{Z}_w} \cdot \tanh \underline{\chi} l}$$



Mit Kurzschluß am Leitungsende folgt für die Transformation :

$$( \text{Gl 3.10} ) \quad \underline{Z}_a = \underline{Z}_w \tanh \underline{\chi} l$$

Während bei verlustloser Leitung der Transformationsweg von  $\underline{Z}_e$  nach  $\underline{Z}_a$  auf dem äußeren Kreis im Smith-Diagramm verläuft, ergibt der Transformationsweg bei verlustbehafteter Leitung eine Spirale, die zum Punkt Reflexionsfaktor gleich Null bei sehr hohen Frequenzen läuft ( siehe Bilder 3.2 und 3.3 ) /10/.

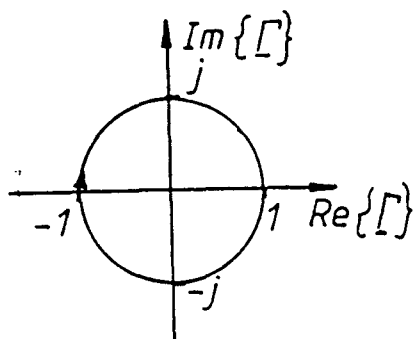


Bild 3.2 Transformationsweg eines Kurzschlusses bei verlustloser Leitung

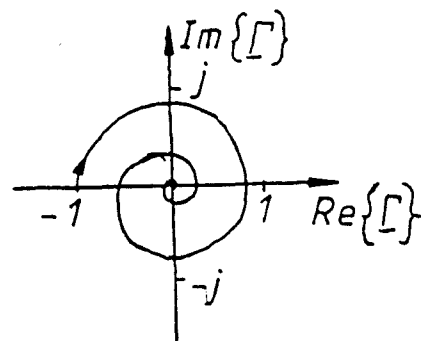


Bild 3.3 Transformationsweg eines Kurzschlusses bei verlustbehafteter Leitung

Dies bedeutet : Je größer die Frequenz wird, desto größer wird der Reihenwiderstand bei Serienresonanz und desto kleiner wird der Parallelwiderstand bei Parallelresonanz.

Es muß eine Leitung verwendet werden, die sehr geringe Dämpfungswerte aufweist. Es steht eine Koaxialleitung des Typs " Flexwell HF 3/8'' Cu 2Y " mit einer elektrischen Länge von 67,59 Metern zur Verfügung. Untersuchungen zum Dämpfungsverhalten dieser Leitung sind in Kapitel 5.1 niedergelegt. Bei dieser Länge der Leitung ergibt sich die erste Serienresonanzfrequenz bei 2,22 MHz.

### 3.2 ) Kammfilteraufbau nur mit Stichleitung

Die erste untersuchte Filterschaltung besteht aus der kurzgeschlossenen Stichleitung und den Meßzuleitungen.

## Versuchsaufbau :

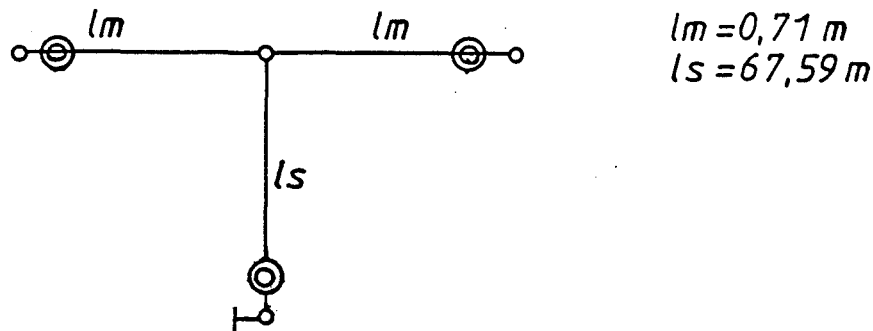


Bild 3.4 Filteraufbau mit kurzgeschlossener Stichleitung

Die erste Messung erfolgt in einem Frequenzbereich von 10 MHz bis 20 MHz (Bild 3.5). Die theoretische Übertragungskennlinie zeigt Bild 3.6. Die Schaltung und die entsprechende Eingabedatei sind in Anhang A.3 aufgeführt.

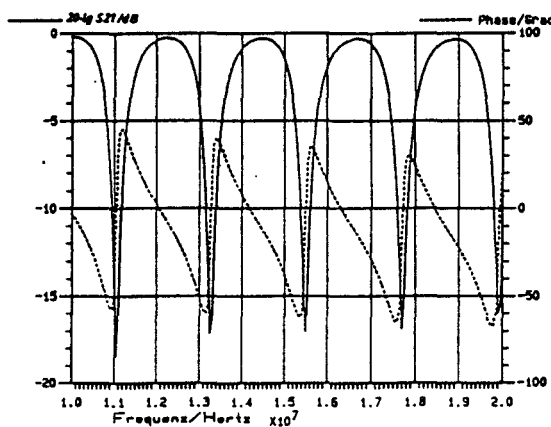


Bild 3.5 Messung Übertragungskennlinie bei Filteraufbau Bild 3.4 für 10 MHz bis 20 MHz

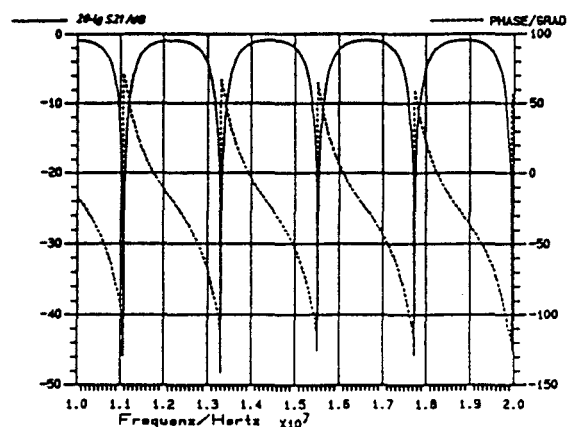


Bild 3.6 Berechnete Übertragungskennlinie bei Filteraufbau Bild 3.4 für 10 MHz bis 20 MHz

Man erkennt, daß der Amplitudenverlauf der gemessenen und der berechneten Kennlinie im Durchlaßbereich übereinstimmt. Wenn die verwendete Stichleitung verlustlos wäre, müßte die Sperrdämpfung einen unendlich großen Wert annehmen, da die Leitung bei Serienresonanzen einen idealen Kurzschluß bedeuten würde. Der Phasenhub würde dann  $180^\circ$  betragen.

Die gemessene Sperrdämpfung liegt bei 16 dB und der Phasenhub der gemessenen Kurve ist um  $85^\circ$  kleiner als im Idealfall. Dies sind Auswirkungen der Leitungsdämpfung. Der Effekt der Dämpfung wird, wie in Kapitel 1.4 erwähnt, durch Aufteilung der langen Leitung in kleinere Leitungen und durch Einfügen von

Ableitwiderständen im Programm SPICE simuliert ( Eingabedatei siehe Anhang A.4 ). Nach Einbeziehung der Leitungsdämpfung

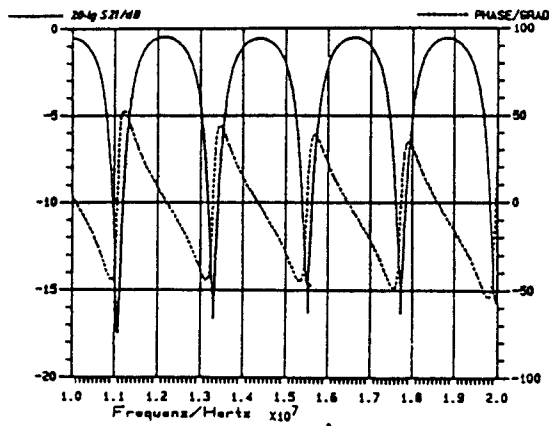


Bild 3.7 Berechnung Übertragungskennlinie Bild 3.4 mit Einbeziehung Leitungsdämpfung im Bereich von 10 MHz bis 20 MHz

zeigt sich ( Bild 3.7 ), daß die gemessenen und berechneten Durchlaß- und Sperrdämpfungen übereinstimmen. Der berechnete Phasenhub ist mit  $90^\circ$  um  $5^\circ$  kleiner als der gemessene. Eine weitere Messung ist im Frequenzbereich von 500 MHz bis 600 MHz durchgeführt ( siehe Bild 3.8 ). Man erkennt deutlich,

daß die Dämpfung im Sperrbereich auf 7 dB gesunken ist. Die Dämpfung im Durchlaßbereich ist auf 2 dB gestiegen. Außerdem ist der Phasenhub einer Resonanz auf  $30^\circ$  reduziert worden.

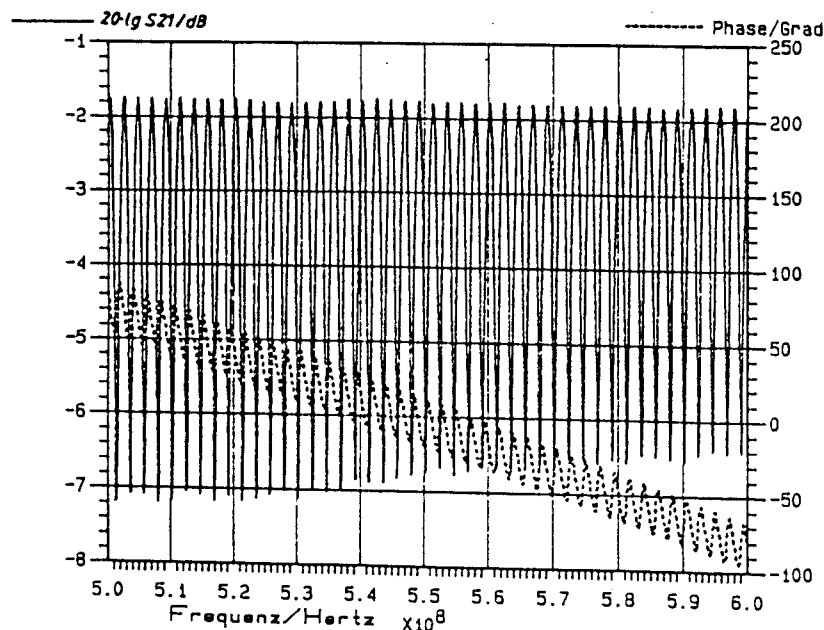


Bild 3.8 Messung Übertragungskennlinie bei Filteraufbau Bild 3.4 für 500 MHz bis 600 MHz

Bei Messungen in den Frequenzbereichen von 900 MHz bis 1 GHz ( Bild 3.9 ) und im Bereich von 1500 MHz bis 1600 MHz ( Bild 3.10 ) werden diese Effekte deutlicher.

Im Bereich von 900 MHz bis 1 GHz sinken die Sperrdämpfung auf 5,5 dB, und der Phasenhub auf  $20^\circ$ . Die Durchlaßdämpfung steigt auf 2,2 dB.

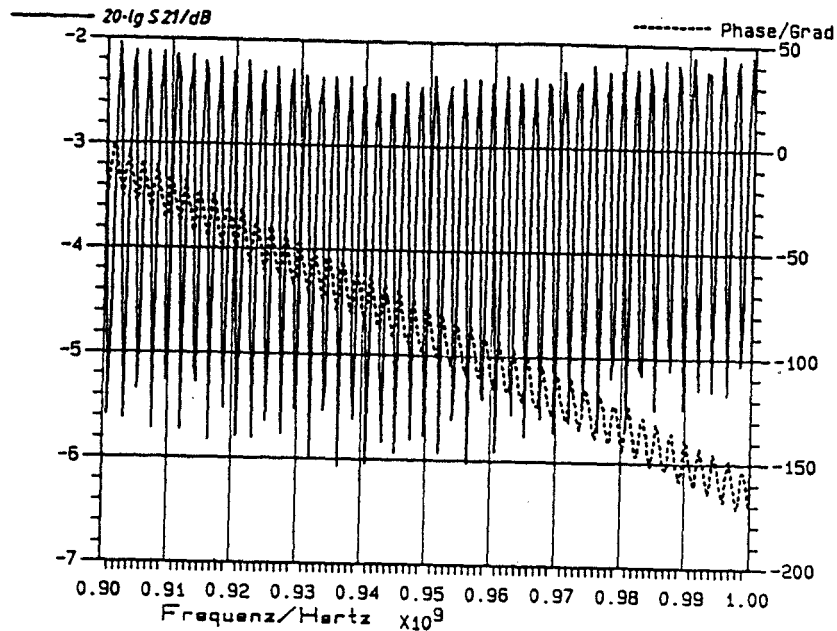


Bild 3.9 Messung Übertragungskennlinie bei Filter-  
aufbau Bild 3.4 für 900 MHz bis 1 GHz

Im Bereich von 1,5 GHz bis 1,6 GHz sinkt die Sperrdämpfung auf 4,5 dB und die Durchlaßdämpfung steigt auf 2,5 dB. Der Phasenhub reduziert sich auf  $15^\circ$ .

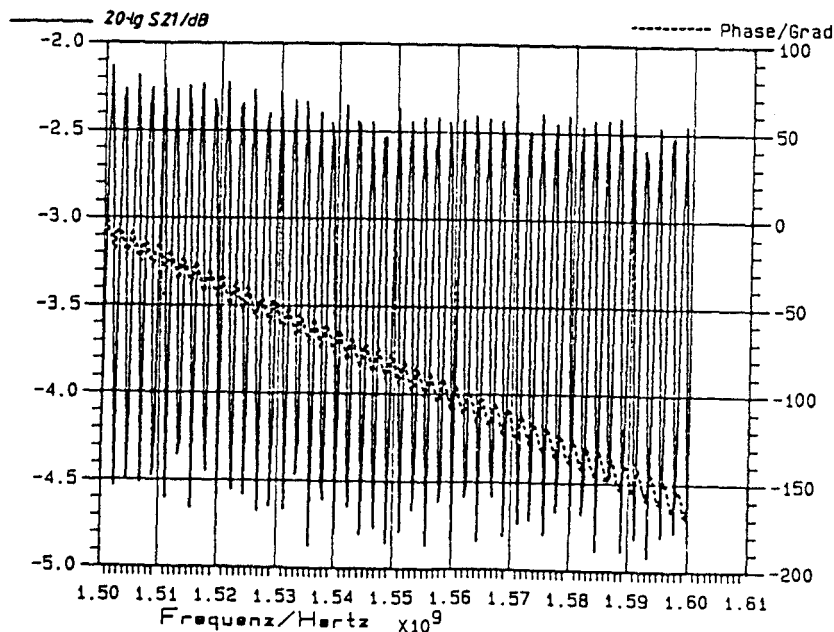


Bild 3.10 Messung Übertragungskennlinie bei Filter-  
aufbau Bild 3.4 für 1500 MHz bis 1600 MHz

Diese Effekte sind auf die frequenzabhängige Leitungsdämpfung zurückzuführen. Zusätzlich dreht die Phase, mit zunehmender Frequenz, nach negativen Werten ab. Dieses Wegdrehen der Phase ist auf die Laufzeit auf den Meßleitungen ( siehe Kapitel 3.5 ) und auf eine dämpfungsabhängige Phasendrehung zurückzuführen ( siehe Kapitel 5.1 ). Bei der Kalibrierung des ZPV vor jeder Meßserie wird die Phasendrehung über die Meßleitungen auf Null Grad festgelegt. Diese Festlegung ist nur für die Kalibrierungsfrequenz gültig. Bei steigenden Frequenzen wird die Phasendrehung über den Meßleitungen größer.

### 3.3 ) Filteraufbau mittels Stichleitung und Widerstand im Knotenpunkt

Der zweite Versuchsaufbau besteht aus der kurzgeschlossenen Stichleitung und einem zusätzlichen Widerstand im Knotenpunkt ( Bild 3.11 ).

Versuchsaufbau :

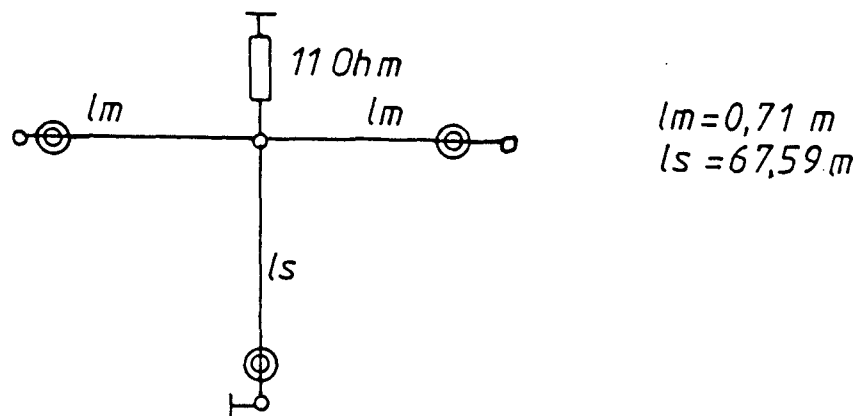


Bild 3.11 Filteraufbau mit kurzgeschlossener Stichleitung und zusätzlichem Ableitwiderstand

Ein rein ohmscher Widerstand, der kleiner als der Wellenwiderstand der Leitungen ist, bewirkt theoretisch eine Versteilerung des Amplitudenverlaufes in Resonanznähe und eine Begradigung des Dämpfungsverlaufes im Durchlaßbereich. Als erstes wird eine Messung im Frequenzbereich von 10 MHz bis 20 MHz ( Bild 3.12 ) durchgeführt. Die Berechnung ( Bild 3.13 )

erfolgt für den gleichen Frequenzbereich ( Eingabedatei siehe Anhang A.5 ).

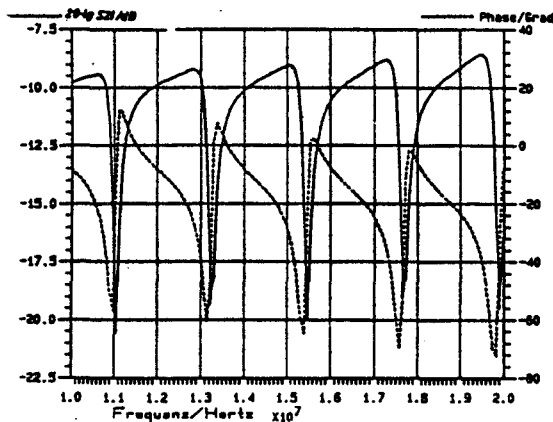


Bild 3.12 Messung Übertragungskennlinie bei Filteraufbau Bild 3.11 für 10 MHz bis 20 MHz

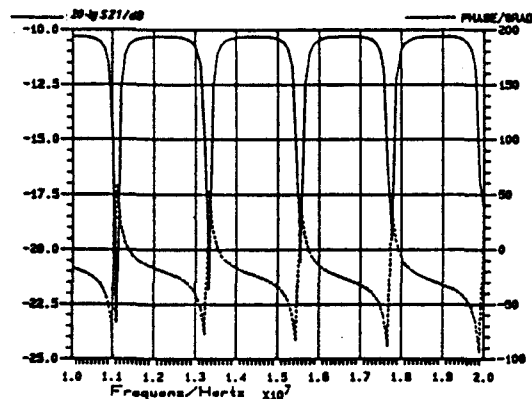


Bild 3.13 Berechnete Übertragungskennlinie bei Filteraufbau Bild 3.11 für 10 MHz bis 20 MHz

Hier treten große Differenzen zwischen gemessener und berechneter Kennlinie auf, speziell beim Betrag der Kennlinie im Durchlaßbereich. Dies liegt daran, daß die verwendeten Bauteile, der Widerstand und die Viertorschaltung zur Verbindung der Bauelemente, nicht ideal sind. Sie weisen Streukapazitäten und Streuinduktivitäten auf, die bei niedrigen Frequenzen vernachlässigbar klein sind, sich hier jedoch störend bemerkbar machen.

Die Hochfrequenzersatzschaltungen der Bauteile werden ermit-

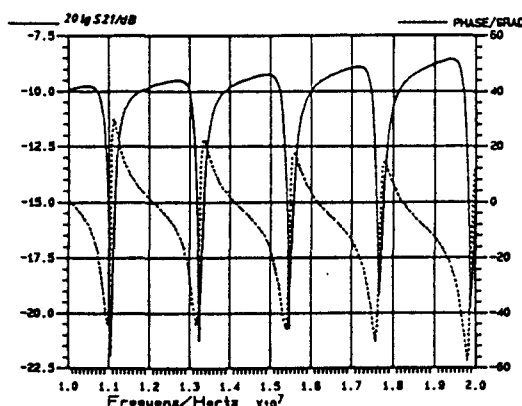


Bild 3.14 Berechnete Übertragungskennlinie mit Ersatzschaltung Bauelemente und Leitungsdämpfung bei Filter Bild 3.11 für 10 MHz bis 20 MHz

telt ( siehe Kapitel 5 ) und in das Programm eingesetzt. Ebenso wird die Leitungsdämpfung berücksichtigt ( Schaltung zur Berechnung und Eingabedatei siehe Anhang A.6 ). Das Ergebnis zeigt Bild 3.14. Man sieht, daß Messung und Berechnung mit den Werten aus den Ersatzschaltungen übereinstimmen. Bei einer Messung im Frequenzbereich von 100 MHz bis 200 MHz, ( Bild 3.15 ) erkennt man auch bei diesem Filtertyp, ein Drehen der Phase



nach negativen Werten hin. Die Dämpfung bewirkt auch hier eine Abnahme des Phasenhubes.

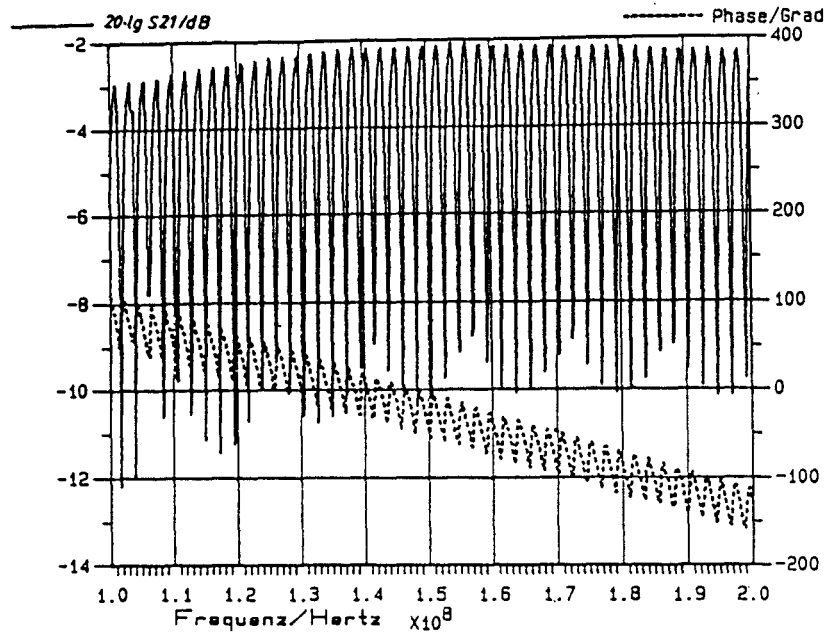


Bild 3.15 Messung Übertragungskennlinie bei Filter-  
aufbau Bild 3.11 für 100 MHz bis 200 MHz

### 3.4 ) Kammfilter mittels Stichleitung und Induktivität im Knoten

Der dritte Versuchsaufbau besteht aus der kurzgeschlossenen Stichleitung, einer Induktivität im Knotenpunkt und zwei Widerständen an den Anschlüssen zum Filter ( Bild 3.16 ).

Versuchsaufbau :

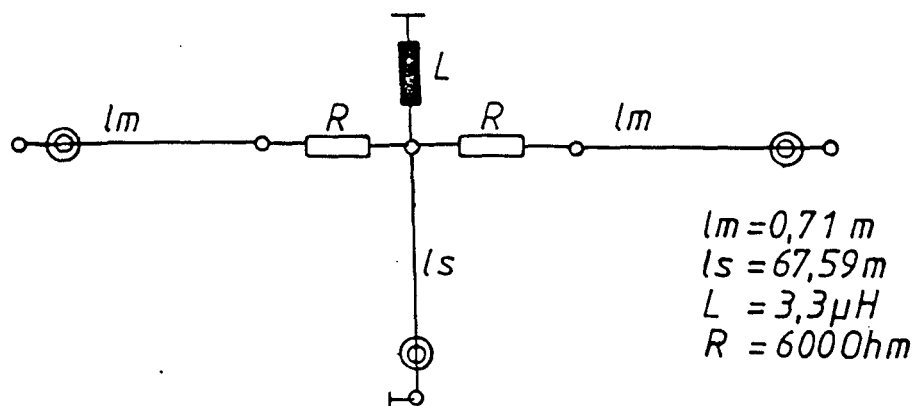


Bild 3.16 Filteraufbau mit kurzgeschlossener Stichleitung,  
Induktivität und zusätzlichen Widerständen

Bei diesem Aufbau soll der Widerstand, welcher an die Meßleitung zur Quelle angeschlossen ist, einen konstanten Reflexionsfaktor zur Quelle hin erzeugen. Auch hier zuerst die Messung im Frequenzbereich von 10 MHz bis 20 MHz und die Gegenüberstellung mit der Berechnung ( Bilder 3.17 und 3.18 ) ( Schaltung und Eingabedatei siehe Anhang A.7 ).

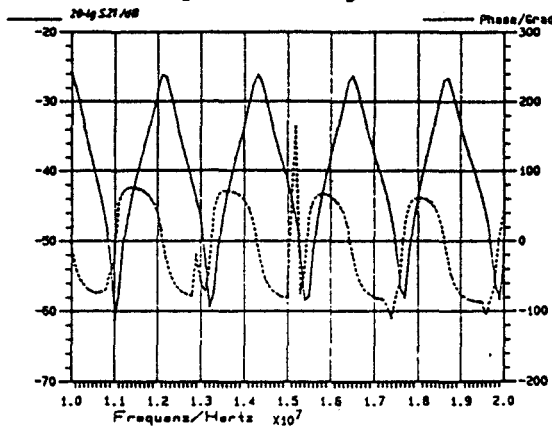


Bild 3.17 Messung Übertragungskennlinie bei Filteraufbau Bild 3.16 für 10 MHz bis 20 MHz bei 0 dBm Senderleistungspegel

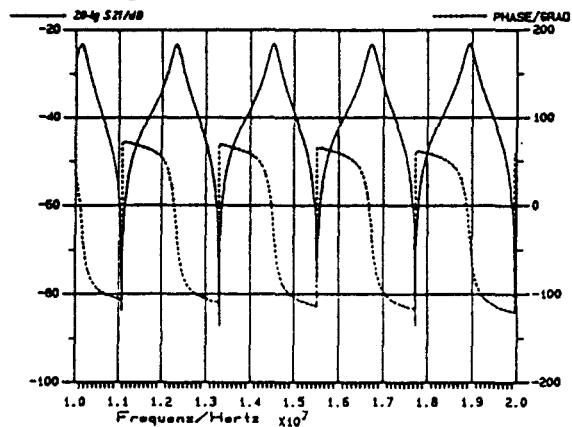


Bild 3.18 Berechnete Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 3.16 im Bereich für 10 MHz bis 20 MHz

Die prinzipielle Form des Amplitudenverlaufs stimmt bei gemessener und theoretischer Kennlinie überein. Bei der Phase zeigen sich Störungen im Bereich der Resonanzfrequenzen. Diese Störungen sind, wie eine Kontrollmessung mit aufgeweitetem Maßstab zeigt, statistisch verteilt ( Bild 3.19 ).

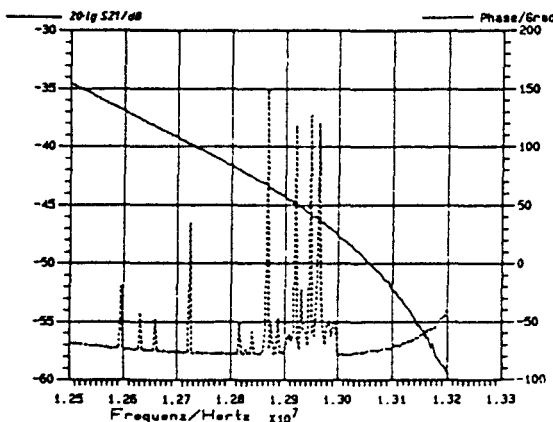


Bild 3.19 Messung mit aufgeweitetem Maßstab bei Filteraufbau Bild 3.16 im Bereich von 12.5 MHz bis 13.2 MHz

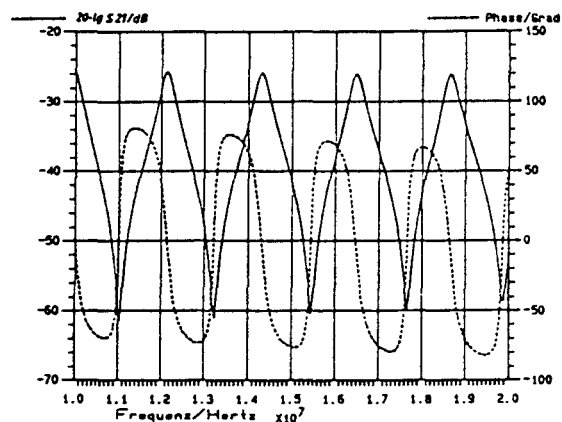


Bild 3.20 Messung Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 3.16 für 10 MHz bis 20 MHz bei 13 dBm Senderleistungspegel

Der Grund für diese Störungen ist ein zu geringes Signal im Meßkanal B aufgrund der hohen Filterdämpfung. Das Signal liegt in der Nähe des Rauschens und eine genaue Bestimmung der Phase ist nicht möglich. Das Meßprogramm stellt automatisch am Meß-

sender eine Ausgangsleistung von 0 dBm ein. Dies ist für Messungen bei denen die absoluten Pegel, zum Beispiel einer Übertragungsstrecke, gemessen werden. Bei einer nachfolgenden Messung wird die Ausgangsleistung auf 13 dBm angehoben ( Bild 3.20 ). Ergebnis ist, daß das Signal im Meßzweig B des ZPV auch bei Resonanzfrequenz über der Rauschschwelle liegt und eine genauere Messung der Phase ermöglicht.

### 3.5 ) Gemeinsame Effekte bei Filtern mit Stichleitung und Einsatzgrenzen

Gemeinsam ist allen drei Filterschaltungen das Drehen der Phase zu negativen Werten aufgrund der Signallaufzeit über den Meßleitungen. Der Übertragungsfaktor  $\underline{S}_{12}$  gleich  $\underline{S}_{21}$  einer wellenwiderstandsmäßig abgeschlossenen Leitung lautet wie folgt :

$$( \text{ Gl 3.11 } ) \quad \underline{S}_{21} = e^{-\gamma l}$$

Im Gegensatz zu der 67,59 Meter langen Stichleitung kann man die Meßzuleitungen mit einer Länge von 0,71 Meter als verlustlos ansehen. Damit folgt aus vorheriger Gleichung :

$$( \text{ Gl 3.12 } ) \quad \underline{S}_{21} = e^{-j\beta l}$$

Dies bedeutet eine Phasendrehung, die proportional mit der Leitungslänge und mit der Frequenz zunimmt. Dieser Effekt wäre durch Kalibrierung des ZPV vor jeder Messung zu beseitigen. Dazu müßten die beiden Meßzuleitungen miteinander verbunden und an die Ports A und B des ZPV-Z5 angeschlossen werden. Bei praktischem Einsatz der Filter sind Zuleitungen erforderlich, welche ebenfalls eine frequenz- und längenabhängige Phasendrehung verursachen. Eine Herauskalibrierung dieses Effektes wäre technisch nicht sinnvoll und zeitaufwendig und wird aus diesem Grund unterlassen. Als Beispiel für eine Übertragungskennlinie ohne Phasendrehung wird mit dem Programm SPICE eine Kennlinie für Filteraufbau nur mit Stichleitung, aber

ohne Meßzuleitungen und ohne Leitungsdämpfung, berechnet (Bild 3.21). Dies geschieht in einem Frequenzbereich von

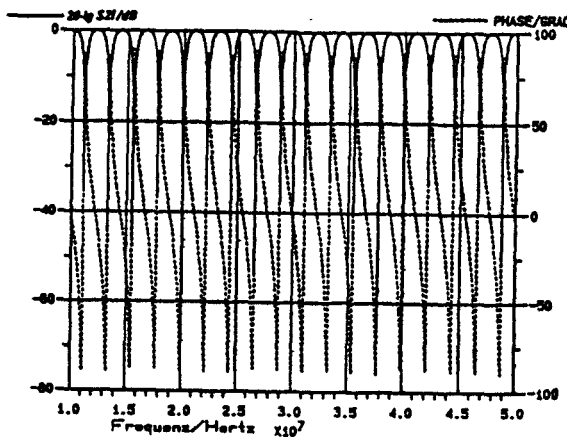


Bild 3.21 Berechnete Übertragungskennlinie ohne Abdrehen der Phase im Bereich von 10 MHz bis 20 MHz nach Bild 3.5

10 MHz bis 50 MHz. Hier sieht man deutlich, daß das Wegdrehen der Phase unterbleibt. Der Phasenhub beträgt über den gesamten Frequenzbereich konstant  $180^\circ$ . Ebenfalls gemeinsam sind die Einflüsse der Leitungsdämpfung auf Phasenhub, Amplitude und Phasendrehung der Übertragungskennlinie. Untersuchungen zur Leitungsdämpfung sind in Kapitel 5.1 niedergelegt. Ein

weiterer wichtiger Punkt ist die Steilheit des Phasenhubes über der Frequenz. Dieser ist ebenfalls abhängig von der Leitungsdämpfung. Zur Ermittlung dieses Effektes werden KennliniENAusschnitte vom Filtertyp nur mit Stichleitung gemessen. Dies geschieht in den Frequenzbereichen von 100 MHz bis 110 MHz, 500 MHz bis 510 MHz und 1000 MHz bis 1010 MHz sowie in dem Bereich von 1500 MHz bis 1510 MHz (Bilder 3.22 bis 3.25).

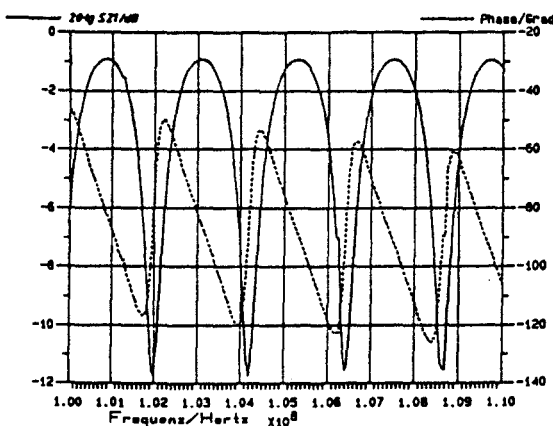


Bild 3.22 Messung Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 3.4 bei 100 MHz bis 110 MHz

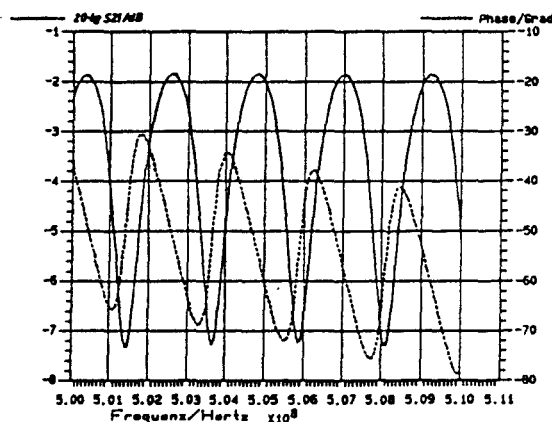


Bild 3.23 Messung Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 3.4 bei 500 MHz bis 510 MHz

Auf eine Untersuchung der Phasensteilheit der anderen Filtertypen bei hohen Frequenzen wird verzichtet, da hier die nicht-idealen Eigenschaften der Bauelemente überwiegen und den Effekt der Leitungsdämpfung verfälschen.

Kammfilter, welche allein mit einer Stichleitung als frequenzbestimmendes Bauteil aufgebaut sind, haben den großen Vorteil,

daß bei ihnen keine störenden Einflüsse durch nichtideale Bauteile auftreten ( Bild 3.4 ). Bei niedrigen Frequenzen, wo die Leitungsdämpfung gering ist, haben sie einen großen Phasenhub, eine große Phasensteilheit und eine große Resonanzdämpfung.

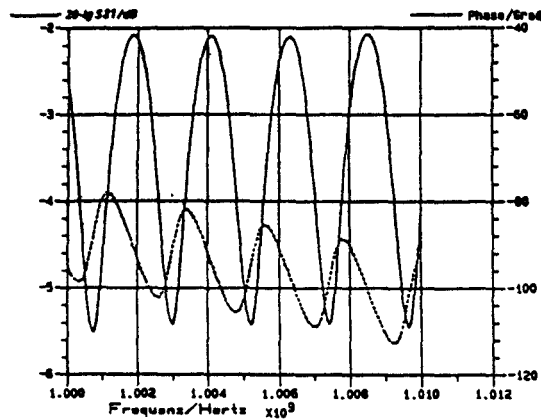


Bild 3.24 Messung Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 3.4 bei 1000 MHz bis 1010 MHz

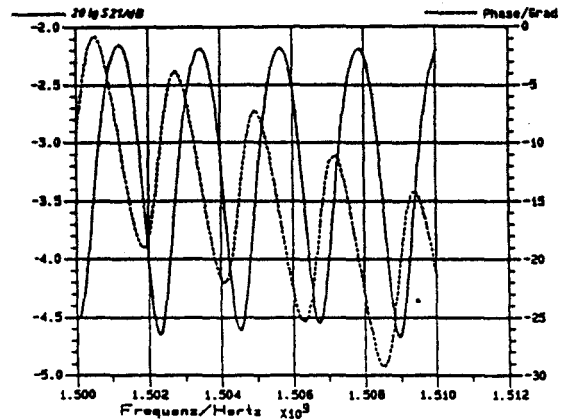


Bild 3.25 Messung Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 3.4 bei 1500 MHz bis 1510 MHz

Bei hohen Frequenzen, also bei steigender Dämpfung, verschlechtern sich diese Eigenschaften ( siehe Bilder 3.21 bis 3.24 ). Im obersten gemessenen Frequenzbereich bis 1510 MHz sinkt der Phasenhub auf  $15^\circ$  ab. Die Dämpfung im Sperrbereich liegt nur noch bei 4,7 dB, die Dämpfung im Durchlaßbereich beträgt 2,2 dB. Damit beträgt die Filterdämpfung lediglich 2,5 dB.

Die Kammfilter, die einen zusätzlichen Ableitwiderstand haben, sind gut dort einsetzbar wo ein steiler Resonanzverlauf und eine konstante Durchlaßdämpfung verlangt sind ( Bild 3.11 ). Praktisch treten Schwierigkeiten im Aufbau mit der Viertorschaltung zur Verbindung von Stichleitung, Widerstand und Zuleitungen auf. Die Probleme beim Einsatz der Viertorschaltung ergeben sich zum ersten aus den Schwierigkeiten beim Aufbau des Viertores ( Kapitel 5.3 ), und zum zweiten darin, daß die Viertorschaltung aus sternförmig zusammengeschalteten Leitungen besteht. Dabei sind die Leitungslängen kurz genug, um als verlustlos angesehen werden zu können. Aber bei hohen Frequenzen tritt eine Widerstandstransformation des Widerstandes zum Knoten hin auf ( nach Gl 3.3 ). Die Leitungen zur Viertorschaltung haben eine el. Länge von 0,24 m. Damit beträgt das Verhältnis von el. Länge zur Wellenlänge bei 20 MHz

genau 0,016. Dies ist noch vernachlässigbar klein, steigt aber mit der Frequenz an und beträgt zum Beispiel bei 500 MHz schon 0,4. Die größten Schwierigkeiten machen jedoch die nicht-idealen Eigenschaften des Bauteils Widerstand ( HF-Ersatzschaltung Widerstand Bild 5.3 ). Dabei ist es für die Auswahl des Widerstandes wichtig zu wissen, wie groß die Streuinduktivität und die Streukapazität des Widerstandes für eine bestimmte Grenzfrequenz sein dürfen. Dazu ein Beispiel :

Die Grenzfrequenz wird auf 15 MHz festgelegt, da bei diesen Frequenzen die Leitungslängen der Viertorschaltung noch klein sind gegenüber der Wellenlänge. Dann wird überlegt, wie groß die Längsinduktivität werden darf, damit bei der Grenzfrequenz der induktive Blindwiderstand nur einen bestimmten Prozentsatz des ohmschen Widerstandes beträgt. Weiterhin wird überlegt, wie groß die Parallelkapazität werden kann, damit bei der Grenzfrequenz der ohmsche Widerstand nur einen bestimmten Prozentsatz des kapazitiven Blindwiderstandes beträgt ( dazu die Gleichungen 3.13 und 3.14 ).

$$( \text{ Gl 3.13 } ) \quad \omega_g \cdot L_R = R \cdot \frac{X}{\%} \quad L_R = \frac{R \cdot \frac{X}{\%}}{\omega_g} \quad \omega_g \cdot L_R < R$$

$$( \text{ Gl 3.14 } ) \quad \frac{1}{\omega_g \cdot C_P} = \frac{R}{\frac{X}{\%}} \quad C_P = \frac{\frac{X}{\%}}{\omega_g \cdot R} \quad \frac{1}{\omega_g \cdot C_P} > R$$

Dabei ergibt sich folgende Tabelle :

X / %	Lr / nH	Cp / pF
50	58,4	482,3
20	23,3	193
10	11,7	96,5
5	5,9	48,2
2,5	2,92	24,1
1	1,16	9,65

Diese Werte werden in das Programm SPICE eingegeben und die Kennlinie berechnet. Diese Berechnung geschieht im Bereich von



10 MHz bis 20 MHz. Dabei wird besonders auf den Verlauf der Durchlaßdämpfung geachtet, da dieser für diesen Filtertyp charakteristisch ist.

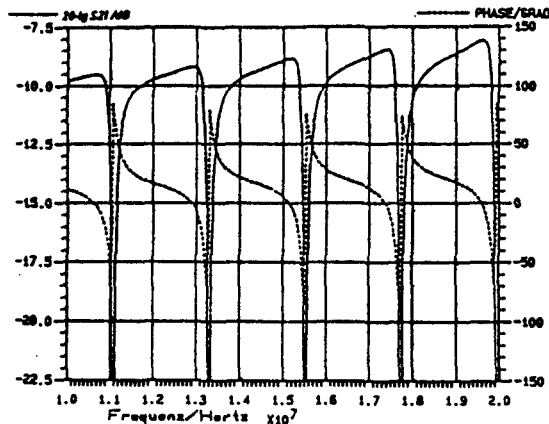


Bild 3.26 Berechnung für Filter nach Bild 3.11 mit 50 % Blindanteilen des Widerstandes bei 15 MHz im Bereich 10 MHz bis 20 MHz

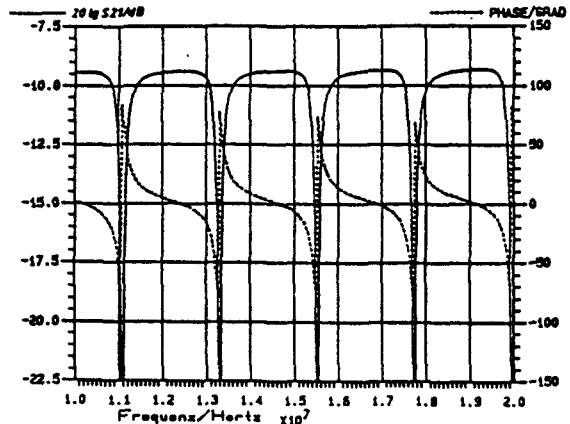


Bild 3.27 Berechnung für Filter nach Bild 3.11 mit 10 % Blindanteilen des Widerstandes bei 15 MHz im Bereich 10 MHz bis 20 MHz

Es werden Berechnungen für  $X = 50\%$  (Bild 3.26) und  $X = 10\%$  (Bild 3.27) durchgeführt. Während sich bei Bild 3.26 eine deutlich zunehmende Unsymmetrie der Amplitude im Durchlaßbereich zeigt, ist die Amplitude im Durchlaßbereich bei Bild 3.27 bis zur Grenzfrequenz gleichförmig.

Die Grenze, bis zu der dieses Filter einsetzbar ist, ist abhängig von der Güte der Bauelemente. Die Bemerkungen zu Phasenhub, Sperr- und Durchlaßdämpfung bei der reinen Stichleitung, bezüglich der Leitungsdämpfung, treffen hier ebenfalls zu.

Bei dem Filtertyp mit den beiden Reihenwiderständen (Bild 3.16) tritt durch die hohe Dämpfung an den Resonanzfrequenzen, hervorgerufen durch die Resonanzdämpfung plus die Dämpfung der beiden Widerstände, die Gefahr auf, daß das Signal auch in nächster Umgebung der Resonanzfrequenzen an der Rauschschwelle liegt. Hier ist ein zusätzlicher vorgeschalteter Verstärker nötig, der das Signal so verstärkt, daß die Widerstandsdämpfung kompensiert wird. Auch bei diesem Filtertyp wird die obere Betriebsfrequenz von den Eigenschaften der Bauelemente bestimmt. Die Bemerkungen zu Phasenhub, Sperr- und Durchlaßdämpfung bei der reinen Stichleitung treffen hier ebenfalls zu.

Bei Planung und Bau von Hochfrequenzkammfiltern mit einer

Stichleitung als frequenzbestimmendes Bauteil ist auf folgende Punkte besonders zu achten. Es ist eine Leitung mit möglichst geringer Dämpfung zu wählen, da diese für die Güte der Resonanzdämpfung bestimmend ist. Weiterhin ist eine sorgfältige Auswahl der zusätzlichen Bauelemente hinsichtlich ihrer Streuinduktivitäten und Streukapazitäten zu treffen.

#### 4 ) Filter mit Verzögerungsleitung

##### 4.1 ) Grundlagen

Eine weitere Möglichkeit Kammfilter aufzubauen ist die, das Signal auf zwei unterschiedlich lange Leitungen aufzuteilen und mit veränderten Phasenlagen wieder zu überlagern. Der Längenunterschied der beiden Leitungen ist dabei entscheidend für die Resonanzfrequenzen. Den prinzipiellen Aufbau zeigt Bild 1.5 .

Am vorteilhaftesten ist es, die Leitungslänge einer Leitung möglichst kurz zu halten ( ideal Länge  $l_1 = 0$  ). Bei Frequenzen, bei denen der Längenunterschied ein Vielfaches der halben Wellenlänge beträgt, löschen sich die Signale am Zusammenführungspunkt aus und es entstehen bei dispersionsfreien Leitungen Dämpfungspole mit gleichen Frequenzabständen.

Für den untersten Dämpfungspol gilt :

$$( \text{ Gl 4.1 } ) \quad f_0 = \frac{c}{l_2} \quad \text{mit} \quad c = \frac{\lambda}{f_0} \quad l_2 = \frac{\lambda}{2}$$

Für den Abstand der Dämpfungspole und Durchlaßfrequenzen gilt :

$$( \text{ Gl 4.2 } ) \quad \Delta f_{sp} = \frac{c}{l_2}$$

Für die Dämpfungspole gilt :

$$( \text{ Gl 4.3 } ) \quad f_{sp} = c \cdot \frac{2n+1}{2 \cdot l_2} \quad n=0,1,2,\dots$$

Für die Durchlaßfrequenzen gilt :

$$( \text{Gl 4.4} ) \quad f_d = c \cdot \frac{n}{l_2} \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Das frequenzbestimmende Bauteil ist die zweite Leitung, wenn die Länge der Leitung eins zu null wird. Als Leitung zwei wird die Leitung verwendet, welche als Stichleitung bei den Filtern mit Stichleitung Verwendung fand. Damit beträgt der Längenunterschied 67,59 Meter.

Die Dämpfungspole folgen bei diesen Filtern nicht mehr in einem Abstand von 2,22 MHz, sondern im Abstand von 4,44 MHz. Bei Verlängerung der Leitung zwei verkleinert sich der Abstand der Resonanzen.

Es werden zwei verschiedene Versuchsaufbauten untersucht :

a) Aufbau mit Leistungsteilern mit Anschlüssen des Typs BNC

b) Aufbau mit Leistungsteilern mit Anschlüssen des Typs N

Hierbei kommt es darauf an, das unterschiedliche Verhalten der beiden Leistungsteilertypen zu untersuchen.

#### 4.2 ) Kammfilter mit Verzögerungsleitung mittels Leistungsteilern mit Anschlüssen des Typs BNC

Der erste Versuchsaufbau, ist der Aufbau mit zwei gleichen Leistungsteilern der Firma Suhner vom Typ 4901.01.A mit BNC-Anschlüssen.

Versuchsaufbau:

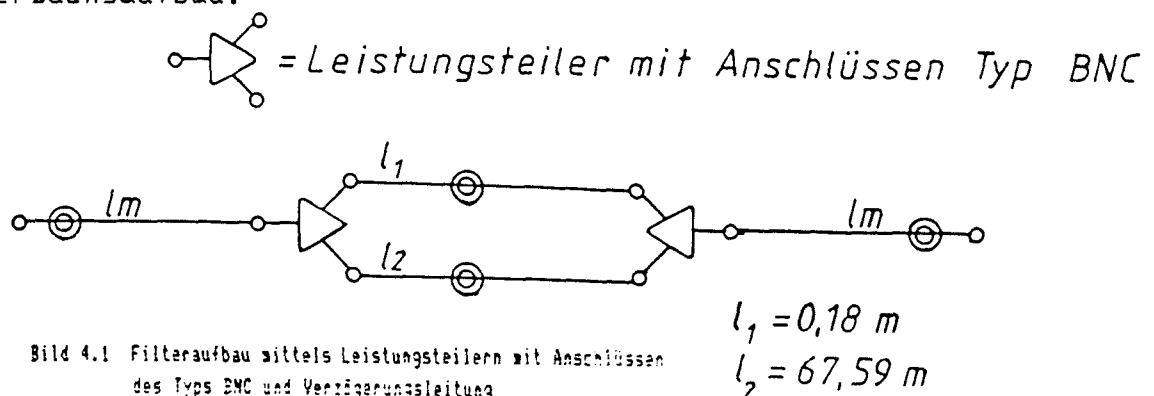


Bild 4.1 Filteraufbau mittels Leistungsteilern mit Anschlüssen des Typs BNC und Verzögerungsleitung

Die Länge von  $l_1$  ist nicht null sondern beträgt 0,18 m. Im Vergleich mit der Länge  $l_2$  kann die Länge  $l_1$  als vernachlässigbar kurz angesehen werden, so daß die Gleichungen 4.1 bis 4.4 gelten. Die erste Messung wird in einem Frequenzbereich von 10 MHz bis 20 MHz durchgeführt (Bild 4.2). Die Kurvenberechnungen für diesen Frequenzbereich erfolgen über das Netzwerkanalyseprogramm SPICE (Bild 4.3, Schaltung und Eingabedatei siehe Anhang A.8)

Die Dämpfung in den Durchlaßbereichen ist bei der gemessenen Kurve mit 4 dB gleich wie bei der berechneten Kurve. Darüber hinaus ist der Phasenhub bei der gemessenen Kurve um  $60^\circ$  kleiner.

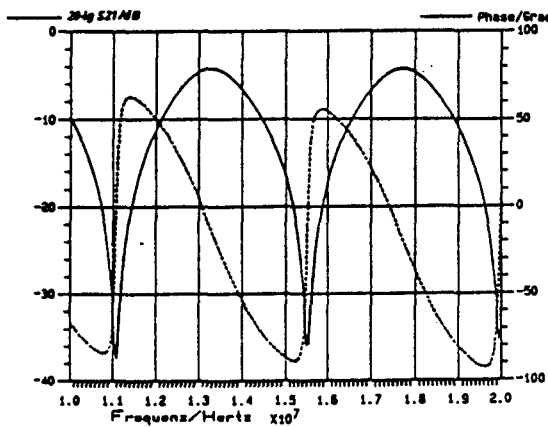


Bild 4.2 Messung Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 4.1 bei 10 MHz bis 20 MHz

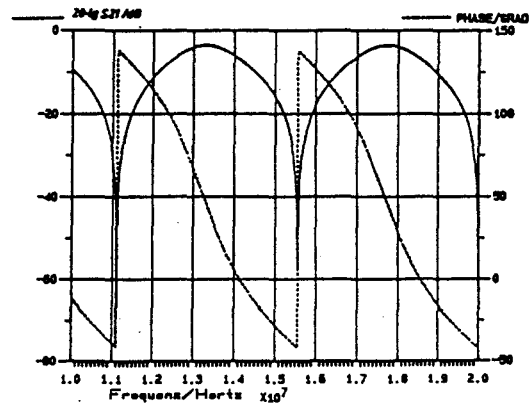


Bild 4.3 Berechnete Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 4.1 bei 10 MHz bis 20 MHz

Er beträgt statt  $180^\circ$  nur  $120^\circ$ . Dies sind Auswirkungen der Leitungsdämpfung. Nach Einbeziehung der Leitungsdämpfung in das Programm (Schaltung und Eingabedatei siehe Anhang A.9)

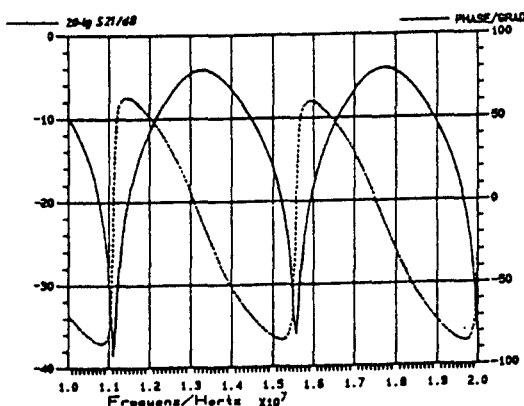


Bild 4.4 Berechnete Kennlinie mit Leitungsdämpfung und Ersatzschaltung der Leistungsteiler von 10 MHz bis 20 MHz

und nach Rechnung (Bild 4.4) stimmen Messung und Rechnung überein. Die Dämpfungen an den Dämpfungspolen sind mit 38 dB bei Rechnung und Messung gleich. Ebenfalls stimmen die Durchlaßdämpfungen mit 4 dB und die Phasenhub mit  $145^\circ$  bei Messung und Rechnung überein. Die nächste Messung erfolgt im Frequenzbereich von 500 MHz bis 510 MHz (siehe Bild 4.5). Hier

ist deutlich die geringer werdende Dämpfung an den Dämpfungspolen von 21 dB und ein geringerer Phasenhub von  $80^\circ$  aufgrund der Leitungsdämpfung zu beobachten.

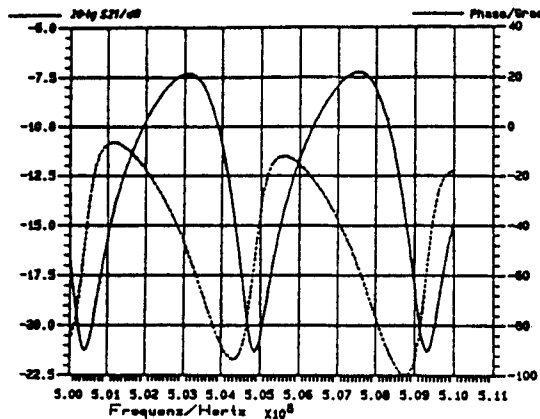


Bild 4.5 Messung Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 4.1 bei 500 MHz bis 510 MHz

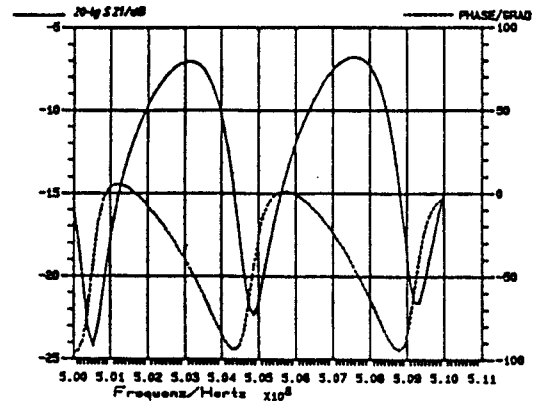


Bild 4.6 Berechnete Kennlinie mit Leitungsdämpfung und Ersatzschaltung der Leistungsteiler bei 500 MHz bis 510 MHz für Filter Bild 4.1

Außerdem ist der Amplitudenverlauf in den Durchlaßbereichen nicht mehr symmetrisch. Diese Unsymmetrie wird durch Streukapazitäten innerhalb der Leistungsteiler verursacht (Ersatzschaltung Kap. 5.4). Diese Streukapazitäten und die Leitungsdämpfung werden in die Rechnung einbezogen und mit den gemessenen Werten verglichen (Bild 4.6, Schaltung und Eingabedatei siehe Anhang A.10).

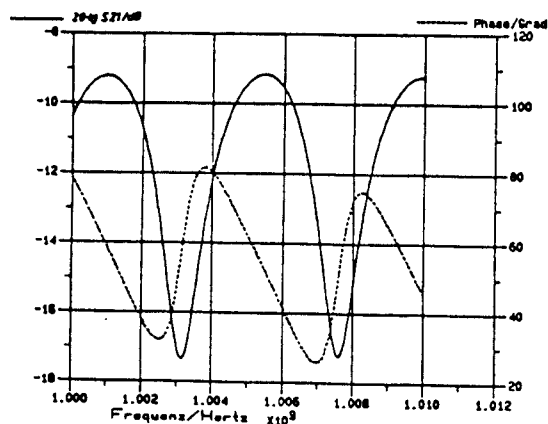


Bild 4.7 Messung Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 4.1 bei 1000 MHz bis 1010 MHz

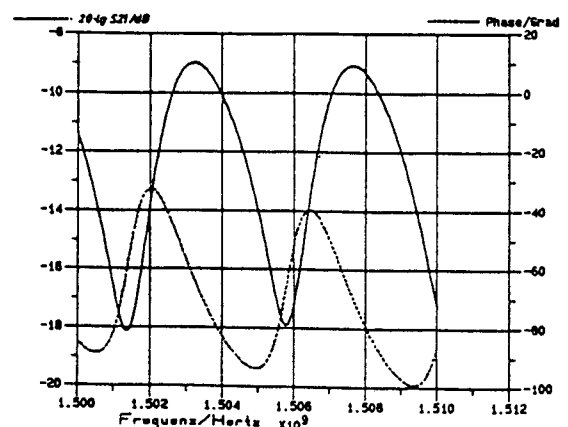


Bild 4.8 Messung Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 4.1 bei 1500 MHz bis 1510 MHz

Die Simulation in diesem Frequenzbereich bereitet Probleme da die Leitung in neunzehn Stücke aufgeteilt wird und die Wellenlänge nicht mehr klein ist gegen die einzelnen Leitungsstücke (siehe Kapitel 1.4). Beim Frequenzbereich um 500 MHz liegt die Grenze der Simulationsfähigkeit für diese

Anordnung ( Anordnung siehe Anhang A.2 ). Trotzdem läßt sich erkennen, daß der Effekt der Unsymmetrie in der Amplitude im Durchlaßbereich, hervorgerufen von den Streukapazitäten in den Leistungsteilern, dargestellt wird.

Der Einfluß der Leitungsdämpfung wird bei Messungen im Bereich von 1000 MHz bis 1010 MHz und im Bereich von 1500 MHz bis 1510 MHz ( Bilder 4.7 und 4.8 ) deutlich.

Die Dämpfung an den Dämpfungspolen verringert sich auf 18 dB und der Phasenhub reduziert sich auf 50°.

Zur Untersuchung des Einflusses der Verbindungen vom Typ BNC

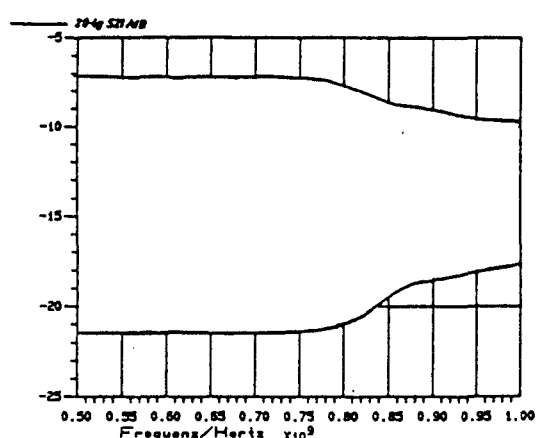


Bild 4.9 Einhüllende der Übertragungskennlinie aus Messung des Betrages für Filteraufbau Bild 4.1 bei 500 MHz bis 1000 MHz

wird der Betrag der Übertragungskennlinie im Bereich von 500 MHz bis 1000 MHz aufgenommen ( Bild 4.9 ). Ab 800 MHz tritt eine frequenzabhängige Vergrößerung der Dämpfung im Durchlaßbereich auf 10 dB und eine Verkleinerung der Dämpfung an den Dämpfungspolen auf 17,5 dB auf. Damit reduziert sich der Filterdämpfungshub von 14 dB bei 500 MHz auf nur noch 7,5 dB bei 1000 MHz.

#### 4.3 ) Kammfilteraufbau mit Leistungsteilern mit Anschlüssen des Typs N

Der Versuchsaufbau ist in Bild 4.10 dargestellt :

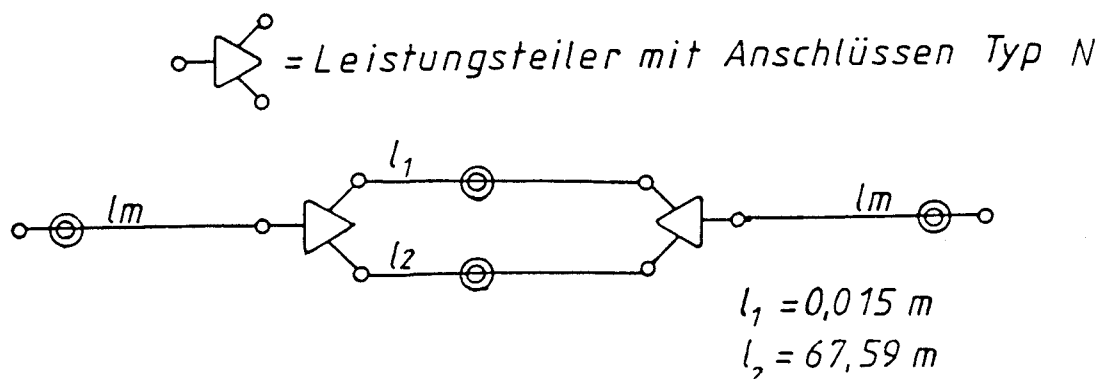


Bild 4.10 Filteraufbau mittels Leistungsteilern mit Anschlüssen des Typs N und Verzögerungsleitung



Die verwendeten Leistungsteiler sind von der Firma Hewlett-Packard ( Typ 11667A ). Die Länge der Leitung  $l_1$  beträgt 0,015 m und ist gegenüber der Länge der Leitung  $l_2$  vernachlässigbar klein, so daß die Gleichungen 4.1 bis 4.4 gelten. Die erste Messung findet im Frequenzbereich von 10 MHz bis 20 MHz statt ( Bild 4.11 ). Die Kurvenberechnungen werden wieder über das Programm SPICE durchgeführt ( Bild 4.10 , Schaltung und Eingabedatei siehe Anhang A.11 ).

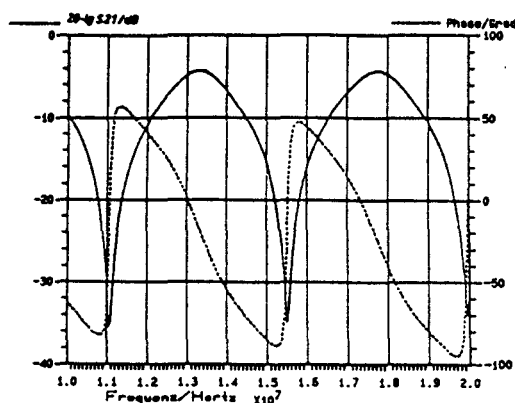


Bild 4.11 Messung Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 4.10 bei 10 MHz bis 20 MHz

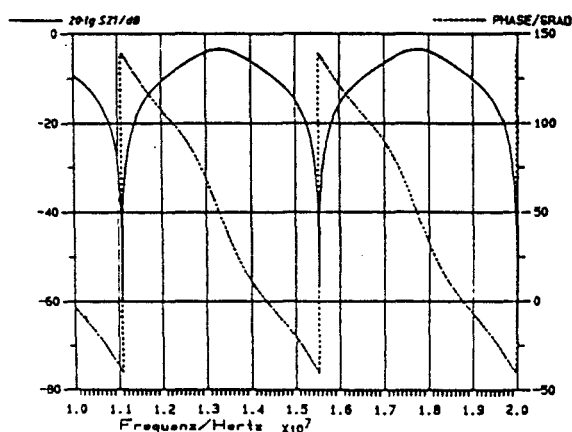


Bild 4.12 Berechnete Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 4.10 bei 10 MHz bis 20 MHz

Bei der Berechnung für Bild 4.12 werden ideale Bauteile ohne Streukapazitäten oder Streuinduktivitäten zugrundegelegt. Ein Vergleich mit der Berechnung für Bild 4.3, bei der ebenfalls ideale Bauteile zugrundegelegt werden, zeigt, daß beide Bilder völlig übereinstimmen. Der Phasenhub bei der gemessenen Kennlinie ( Bild 4.11 ) ist statt berechneten  $180^\circ$  nur  $135^\circ$ . Dies

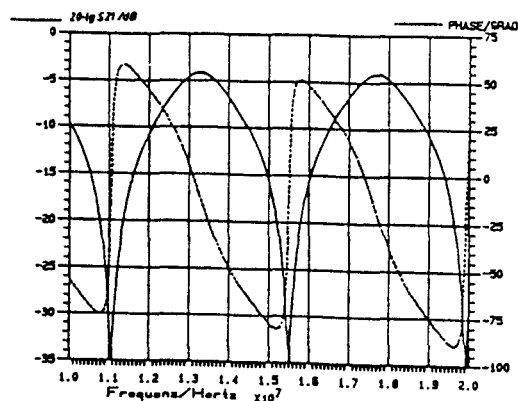


Bild 4.13 Berechnete Kennlinie mit Leitungsdämpfung und Ersatzschaltung der Leistungsteiler von 10 MHz bis 20 MHz für Filter Bild 4.10

ist auf die Leitungsdämpfung zurückzuführen. Die Leitungsdämpfung wird simuliert ( Schaltung und Eingabedatei siehe Anhang A.12 ) und dieses Ergebnis ( Bild 4.13 ) mit der Messung verglichen. Die Dämpfungen an den Dämpfungspolen stimmen mit 35 dB überein und die Durchlaßdämpfungen sind bei Messung und Rechnung 4 dB. Ebenso ist der Phasenhub bei beiden mit  $135^\circ$

gleich. Die nächste Messung wird im Bereich von 500 MHz bis 510 MHz durchgeführt (Bild 4.14). Deutlich ist zu erkennen, daß die Dämpfung an den Dämpfungspolen auf 21 dB zurückgegangen ist. Der Phasenhub verkleinert sich auf 80°. Dies sind Auswirkungen der Leitungsdämpfung.

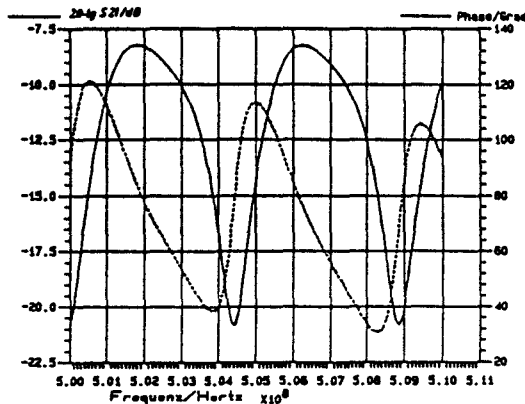


Bild 4.14 Messung Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 4.10 bei 500 MHz bis 510 MHz

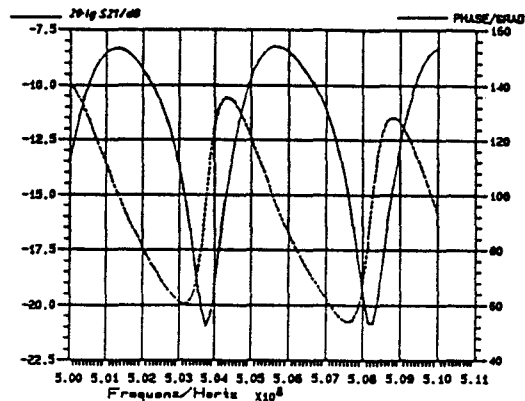


Bild 4.15 Berechnete Kennlinie mit Dämpfung Leitung und Ersatzschaltung Leitungsteiler von 500 MHz bis 510 MHz für Filter 4.10

Die Unsymmetrie im Durchlaßbereich ist auf störende Längsinduktivitäten zurückzuführen (Ersatzschaltung Kap. 5.4). Dies zeigt eine Simulationsberechnung mit dem Programm SPICE im Bereich 500 MHz bis 510 MHz, bei der auch die Leitungsdämpfung berücksichtigt wird (Bild 4.15, Schaltung und Eingabedatei siehe Anhang A.13).

Auch hier ist das Programm, bei der Simulierung der Leitungsdämpfung, an der Grenze der Simulationsfähigkeit angelangt (siehe Kapitel 1.4). Aber es läßt sich erkennen, daß der Effekt der Unsymmetrie durch Längsinduktivität, innerhalb der Leistungsteiler gut simuliert wird.

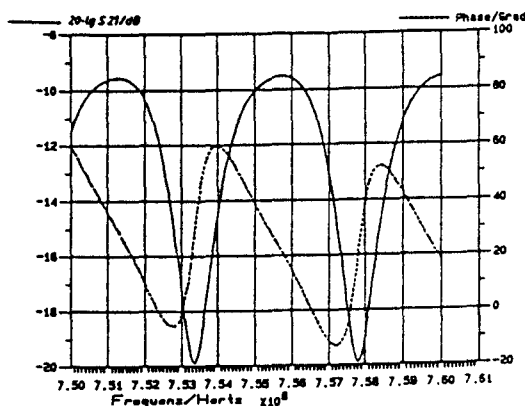


Bild 4.16 Messung Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 4.10 bei 750 MHz bis 760 MHz

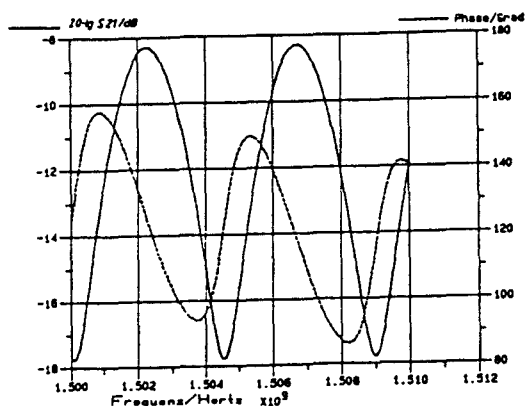


Bild 4.17 Messung Übertragungskennlinie für Filteraufbau Bild 4.10 bei 1500 MHz bis 1510 MHz

Die nächsten Messungen werden im Frequenzbereich von 750 MHz bis 760 MHz und im Frequenzbereich von 1500 MHz bis 1510 MHz durchgeführt ( Bilder 4.16 und 4.17 ). Hier wird der Einfluß der Leitungsdämpfung besonders deutlich. Die Dämpfung an den Dämpfungspolen geht bei 1500 MHz auf 18 dB zurück, während der Phasenhub noch  $55^\circ$  beträgt. Ebenso ist zu sehen, daß die Phasensteilheit sich im Gegensatz zur Messung im Frequenzbereich um 10 MHz ( Bild 4.11 ), sehr stark verringert.

Die Auswirkungen der Verbindungen des Typs N in den Bereichen von 500 MHz bis 1000 MHz und von 1000 MHz bis 1500 MHz zeigen Messungen der Amplitude der Übertragungskennlinie ( Bilder 4.18 und 4.19 ).

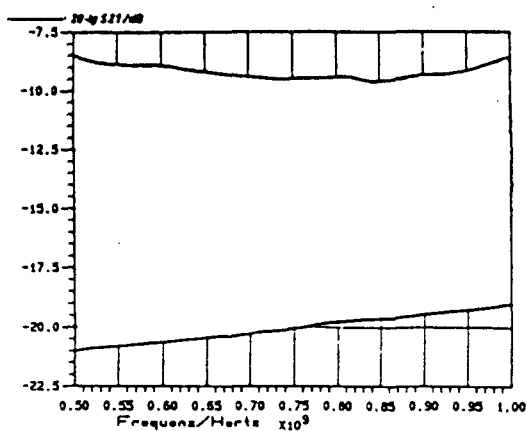


Bild 4.18 Einhüllende der Übertragungskennlinie aus  
Messung des Betrages für Filteraufbau  
Bild 4.10 bei 500 MHz bis 1000 MHz

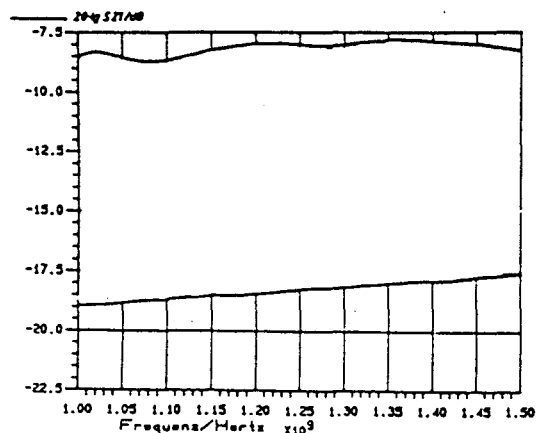


Bild 4.19 Einhüllende der Übertragungskennlinie aus  
Messung des Betrages für Filteraufbau  
Bild 4.10 bei 1000 MHz bis 1500 MHz

Man erkennt hier, daß die Durchlaßdämpfung um  $\pm 1$  dB um den Wert 8,5 dB, schwankt. Die Dämpfung an den Dämpfungspolen reduziert sich frequenzabhängig von 21 dB bei 500 MHz auf 17,5 dB bei 1500 MHz. Der plötzliche Abfall der Durchlaßdämpfungen und der Rückgang der Dämpfung an den Dämpfungspolen wie bei Bild 4.9 treten nicht auf. Der Filterdämpfungshub beträgt beim Filter mit Aufbau nach Bild 4.11 bei 1000 MHz noch 11 dB und bei 1500 MHz beträgt er 9 dB.

#### 4.4 ) Zusammenfassung der Filtereigenschaften

Beiden Kammfilteraufbauten mittels Verzögerungsleitung und Leistungsteilern ( Bilder 4.1 und 4.10 ), ist gemeinsam die

Phasendrehung über den Meßzuleitungen ( siehe Kapitel 3.5 ). Ebenfalls gemeinsam sind die Auswirkungen der Leitungsdämpfung. Mit steigender Frequenz nimmt der Phasenhub ab und ebenso verringert sich die Phasensteilheit. Die Durchlaßdämpfungen werden größer und die Dämpfungen an den Dämpfungspolen werden kleiner.

Wie die Bilder 4.2 und 4.11 zeigen, haben beide Filtertypen bei niedrigen Frequenzen gleiches Verhalten. Bei diesen Frequenzen haben die Streukapazitäten und Streuinduktivitäten noch keine Auswirkungen auf die Filtereigenschaften ( Ersatzschaltungen Leistungsteiler siehe Kapitel 5.4 ).

Bei Messungen im Bereich um 500 MHz ( Bilder 4.5 und 4.14 ) treten Unterschiede in den Kurvenverläufen auf. Dies ist auf unterschiedliche Ersatzschaltungen der Leistungsteiler zurückzuführen.

Bei Messungen der Amplitude der Übertragungskennlinien der beiden Filtertypen zeigen sich deutliche Unterschiede. Bei dem Typ mit Leistungsteilern mit BNC-Anschlüssen steigen die Durchlaßdämpfungen ab 800 MHz von 6,5 dB auf 10 dB und sinken die Dämpfungen an den Dämpfungspolen von 21 dB auf 17,5 dB. Damit verringert sich der Filterdämpfungshub von 14,5 dB bei 500 MHz auf 7,5 dB bei 1000 MHz. Bei der gleichen Messung am Filter mit Anschlüssen des Typs N zeigt sich, daß die Dämpfung an den Dämpfungspolen von 21 dB bei 500 MHz auf 17,5 dB bei 1500 MHz absinkt. Der Filterdämpfungshub beträgt bei 1000 MHz noch 11 dB und bei 1500 MHz noch 9 dB.

Damit ergibt sich, daß beide Filtertypen bei niedrigen Frequenzen gleichgut einsetzbar sind. Soll das Kammfilter bei Frequenzen über 800 MHz eingesetzt werden, sind Leistungsteiler mit N-Anschlüssen zu verwenden.

## 5 ) Leitungsdämpfung, Ersatzschaltungen

### 5.1 ) Untersuchungen zur Leitungsdämpfung

Bei den untersuchten Filtertypen tritt als größtes Problem beim Phasenhub, Phasensteilheit und Sperr- sowie Durchlaßdämpfung die Dämpfung der benötigten langen Leitung auf. Das Ersatzschaltbild für ein differentiell kleines Stück verlustloser Leitung besteht aus dem Induktivitätsbelag und dem Kapazitätsbelag. Da die Leitung aufgrund ihrer Länge von 67,59 Meter nicht mehr als verlustfrei angesehen werden kann, muß das Ersatzschaltbild durch den Widerstandsbelag und die innere Induktivität ergänzt werden ( Bild 5.1 ).

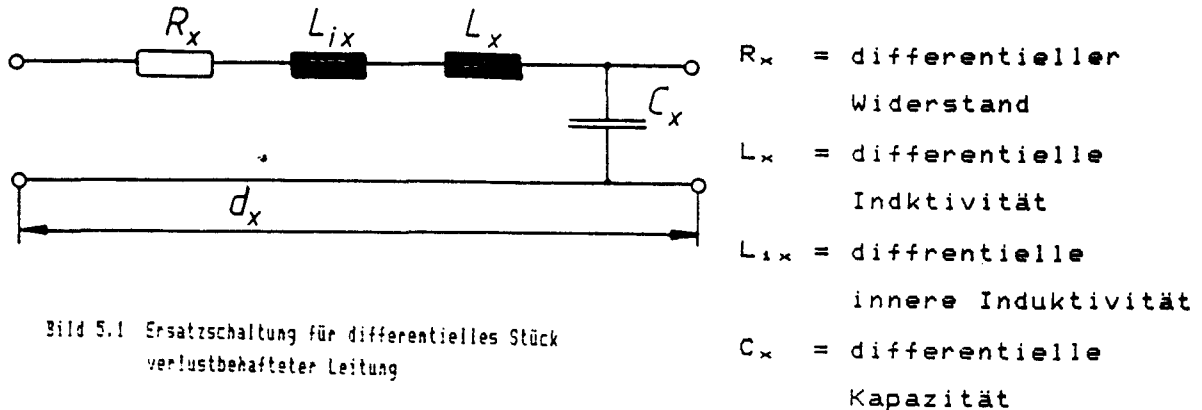


Bild 5.1 Ersatzschaltung für differentiell kleines Stück verlustbehafteter Leitung

Der Widerstandsbelag ist von der Geometrie der Leitung und durch den Skineneffekt auch frequenzabhängig. Für Koaxialleitungen, ohne Berücksichtigung des Skineneffektes gilt :

$$( \text{Gl. 5.1} ) \quad R = \frac{l}{A_i \cdot \alpha_i} + \frac{l}{A_a \cdot \alpha_a}$$

$l$  = Leitungslänge

$A$  = Leiterfläche

$\alpha$  = Leitfähigkeit

$i$  = Index für Innenleiter

$a$  = Index für Außenleiter

Der Skineneffekt besagt, daß die Stromdichte im Leiter nicht mehr konstant ist, sondern bei steigender Frequenz vom Äußeren des Leiters zum Leitermittelpunkt hin abnimmt. Diese Abnahme verläuft exponentiell. Die Äquivalente Leitschichtdicke ist die Dicke der Leiterschicht, die der Strom einnehmen würde,

wenn die konstante Stromdichte vorläge, die an der äußersten Leiterschicht vorliegt. Die Dicke dieser Schicht ist umgekehrt proportional der Wurzel aus der Frequenz ( Gl 5.2 ).

$$( \text{ Gl 5.2 } ) \quad \delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \epsilon \cdot \mu}}$$

$\delta$  = Äquivalente Leitschicht-  
dicke  
 $\omega$  = Kreisfrequenz  
 $\mu$  = Permeabilität des Leiters

Der Proximitätseffekt bewirkt bei Koaxialleitungen, daß der Strom an der Außenfläche des Innenleiters und an der Innenfläche des Außenleiters fließt ( Bild 5.2 ).

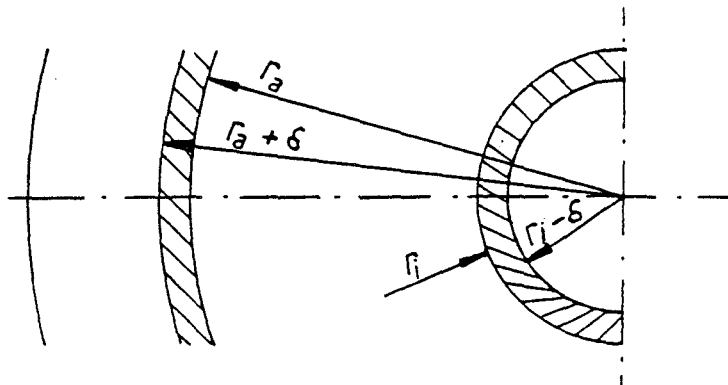


Bild 5.2 Proximitätseffekt bei Koaxialleitungen

Die Äquivalente Leitschichtdicke hat in der Hochfrequenztechnik die Bedeutung, daß mit ihr gerechnet werden kann als wäre sie die stromführende Schicht innerhalb der eine konstante Stromdichte vorliegt. Dabei muß gelten :

$$( \text{ Gl 5.3 } ) \quad \frac{r_0}{\delta} > X$$

$r_0$  = Leiterdurchmesser  
 $X$  = von der geforderten Genauigkeit Abhängig

Für Frequenzen, bei denen Gleichung 5.3 gilt, berechnet sich der Widerstandsbelag einer Koaxialleitung wie folgt :

$$( \text{ Gl 5.4 } ) \quad R = \frac{l}{A_i \cdot \epsilon_i} + \frac{l}{A_a \cdot \epsilon_a}$$

$A_i = r_i^2 \pi - (r_i - \delta)^2 \pi$   
 $A_a = (r_a + \delta)^2 \pi - r_a^2 \pi$   
 $\delta \sim \frac{1}{\sqrt{f}}$

Gleichung 5.3 ist in der Hochfrequenztechnik fast immer erfüllt, so daß meistens mit Gleichung 5.4 gearbeitet wird.

Der Induktivitätsbelag einer Leitung addiert sich aus der äußeren und der inneren Induktivität. Dabei ist die äußere Induktivität von der Geometrie der Leitung abhängig. Die innere Induktivität ist von der Stromdichte abhängig und damit umgekehrt proportional der Wurzel aus der Frequenz.

Der Widerstandsbelag der Leitung bewirkt die Leitungsdämpfung und die innere Induktivität ist verantwortlich für eine frequenzabhängige Phasendrehung. Es gilt also für den Vorwärtsübertragungsfaktor einer an beiden Enden wellenwiderstandsmäßig abgeschlossenen Leitung ( Gl 5.5 ) :

$$( \text{ Gl 5.5 } ) \quad S_{21} = e^{K_D \cdot \frac{l}{m} \cdot \sqrt{\frac{f}{100 \text{ MHz}}}} \cdot e^{j K_\varphi \cdot \frac{l}{m} \cdot \sqrt{\frac{f}{100 \text{ MHz}}}} \cdot e^{j \beta l}$$

$K_D$  = Dämpfungskonstante       $K_\varphi$  = Phasenkonstante

Die Exponenten der Funktion sind als zugeschnittene Größen-gleichungen geschrieben. Zur Bestimmung der Konstanten werden beide Effekte gesondert betrachtet. Dann gilt für die Dämpfung ( Gl 5.6 ) und für die Phasendrehung ( Gl 5.7 ),

$$( \text{ Gl 5.6 } ) \quad \frac{a}{dB} = K_A \cdot \frac{l}{m} \cdot \sqrt{\frac{f}{100 \text{ MHz}}} \quad a = \text{Dämpfung}$$

$$( \text{ Gl 5.7 } ) \quad \frac{\varphi}{rad} = K_\varphi \cdot \frac{l}{m} \cdot \sqrt{\frac{f}{100 \text{ MHz}}} \quad \varphi = \text{Phasendrehung}$$

Zur Bestimmung der Konstanten  $K_A$  und  $K_\varphi$  wird die Leitung als Zweitor betrachtet, an die Eingänge A und B des ZPV-Z5 angeschlossen und der Übertragungsfaktor der Leitung nach Betrag und Phase gemessen. Durch Umstellen der Gleichungen 5.6 und 5.7 werden die Konstanten ermittelt. Für die Bestimmung der Konstanten aus den Gleichungen 5.6 und 5.7 für den betrags-



mäßigen Übertragungsfaktor muß der ZPV vor jeder Messung mittels einer Verbindungsleitung zwischen den Eingängen A und B des ZPV-Z5 kalibriert werden. Als Verbindungsleitung wird eine Koaxialleitung vom Typ RG 58 C/U mit einer elektrischen Länge von 0,42 Metern verwendet. Die Dämpfung der Verbindungsleitung verursacht einen Meßfehler, der nach der Messung der langen Leitung rechnerisch berücksichtigt wird. Die tatsächliche Dämpfung der langen Leitung ist um die Dämpfung der Verbindungsleitung geringer, als der gemessene Wert. Es gilt :

$$( \text{ Gl 5.8 } ) \quad \frac{a_L}{dB} = \frac{a_M}{dB} - \frac{a_V}{dB}$$

$a_L$  = Dämpfung der Leitung  
 $a_M$  = Gemessene Dämpfung  
 $a_V$  = Dämpfung der Verbindungsleitung

Aus den frequenzdiskreten Dämpfungen werden mit Gleichung 5.6 die Dämpfungskonstanten bestimmt. Aus ihnen wird der arithmetische Mittelwert bestimmt und als  $K_A$  in die Gleichung eingesetzt. In Anhang B.1 ist der Verlauf der Dämpfung nach Gleichung 5.6 mit der gemittelten Konstanten bis zu einer Frequenz von 2 GHz dargestellt. Dazu sind die Dämpfungen der Leitung, die nach Gleichung 5.8 bestimmt werden, eingetragen.

Die mit dem Mittelwert der frequenzdiskreten betragsmäßigen Dämpfungskonstanten ermittelte Kurve zeigt eine hervorragende Annäherung an die ermittelten Dämpfungswerte.

Zur Bestimmung der Phasenkonstanten wird der ZPV bei 10 MHz mit einer Leitung definierter elektrischer Länge von 0,42 m kalibriert. Damit wird die laufzeitbedingte Phasendrehung über die Verbindungsleitung als 0° festgelegt. Für sie gilt :

$$( \text{ Gl 5.9 } ) \quad \varphi_V = -\omega \cdot l_V \quad = \text{ Phasendrehung über der Verbindungsleitung mit } l_V = 0,42 \text{ m}$$

Diese Phasenlage muß bei den Messungen zur Phasendrehung berücksichtigt werden. Die lange Leitung wird an die Eingänge A und B des ZPV-Z5 angeschlossen und die Phasendrehung über die Leitung bestimmt. Dabei tritt eine laufzeitbedingte Phasendrehung über der Leitung auf ( Kapitel 3.5 ), die abgerechnet

werden muß. Für die dämpfungsabhängige Phasendrehung gilt :

$$( \text{ Gl 5.10 } ) \quad \varphi = \varphi_L - \varphi_V - \varphi_M$$

= Phasendrehung durch Dämpfung  
 = Phasendrehung durch Laufzeit  
 = Gemessene Phasenlage

Die ermittelten frequenzdiskreten dämpfungsabhängigen Phasendrehungen sind in Anhang B.2 aufgezeichnet. Dazu sind jeweils die für die Frequenz möglichen Meßgerätetoleranzen eingetragen. Aufgrund der hohen Fehlertoleranzen bei der Phasenmessung ist eine rechnerische Ermittlung von  $K_\varphi$  aus den Meßwerten nicht möglich. Die Leitung soll bei Frequenzen von 800 MHz bis 1,6 GHz eingesetzt werden. Deshalb wird ein  $K_\varphi$  gewählt und in Gleichung 5.7 eingesetzt, so daß die mit dieser Gleichung berechnete Kurve über den betreffenden Frequenzbereich innerhalb der Toleranzbalken der dämpfungsabhängigen Phasendrehung liegt. In Anhang B.2 sind die Kurven für zwei Werte für  $K_\varphi$  eingetragen.

Für eine Leitung vom Typ " Flexwell HF 3/8 " CU 2Y " folgt :

$$( \text{ Gl 5.11 } ) \quad \frac{a}{dB} = 0,0249 \cdot \frac{l}{m} \cdot \sqrt{\frac{f}{100 \text{ MHz}}}$$

$$( \text{ Gl 5.12 } ) \quad \frac{\varphi}{rad} = -0,007 \cdot \frac{l}{m} \cdot \sqrt{\frac{f}{100 \text{ MHz}}}$$

### 5.2 ) Ermittlung der Hochfrequenzersatzschaltungen der zusätzlichen Bauteile

Bei Hochfrequenzschaltungen sind die parasitären Elemente der Bauteile zu beachten. Die Ersatzschaltung eines Widerstandes stellt eine Reihenschaltung von Induktivität mit einer Parallelkapazität dar ( Bild 5.3 ).

Zur Bestimmung der Werte der Ersatzschaltung wird der Reflexionsfaktor des Widerstandes aufgenommen. Der Reflexions-

faktor gibt das Verhältnis von reflektierter zu hinlaufender Welle an einer Stoßstelle oder einem Abschluß an.

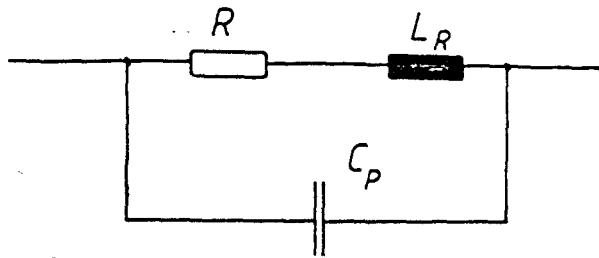


Bild 5.3 Prinzipielle HF-Ersatzschaltung des Bauelementes Widerstand

Er berechnet sich für einen Abschluß nach Gleichung 5.13, wobei  $\underline{Z}$  den Abschlußwiderstand und  $\underline{Z}_w$  den Wellenwiderstand bedeuten.

$$( \text{Gl 5.13} ) \quad \underline{\Gamma} = \frac{\underline{Z} - \underline{Z}_w}{\underline{Z} + \underline{Z}_w} \quad \underline{\Gamma} = \text{Reflexionsfaktor}$$

Zur Messung des Reflexionsfaktors wird das Bauteil an Eingang A des ZPV-Z5 angeschlossen und Eingang B mit einem Kurzschluß für Kalibrierung versehen. Der Reflexionsfaktor wird über ein Graphikprogramm ausgeplottet [4] und die Frequenzen bestimmt, bei denen der Imaginärteil des Reflexionsfaktors zu Null wird. Der Wert der Reiheninduktivität  $L_R$  ergibt sich aus dem komplexen Widerstand bei Frequenzen, bei denen die Parallelkapazität noch vernachlässigbar ist und der entsprechenden Frequenz. Der komplexe Widerstand läßt sich, bei Kenntnis der Frequenz und des Reflexionsfaktors, mit Gleichung 5.14 ermitteln.

$$( \text{Gl 5.14} ) \quad \underline{Z} = \underline{Z}_w \frac{1 - |\underline{\Gamma}|^2 + j2y}{(1-x)^2 + y^2} \quad \begin{aligned} \underline{\Gamma} &= |\underline{\Gamma}| \cdot e^{j\varphi_r} \\ x &= |\underline{\Gamma}| \cdot \cos \varphi_r \\ y &= |\underline{\Gamma}| \cdot \sin \varphi_r \end{aligned}$$

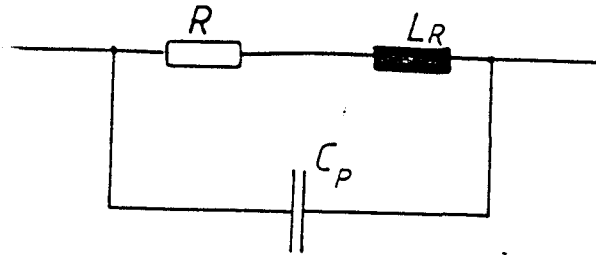
Der komplexe Widerstand für Ersatzschaltung Bild 5.3 ergibt sich mit Gleichung 5.15.

$$( \text{Gl 5.15} ) \quad \underline{Z} = \frac{R + j\omega \cdot L_R (1 - \omega^2 L_R C_P - R^2 \frac{C_P}{L_R})}{(1 - \omega^2 L_R C_P)^2 + (\omega \cdot R \cdot C_P)^2}$$

Aus der Bedingung Imaginärteil gleich Null folgt daraus der Wert für die Parallelkapazität ( Gl 5.16 ).

$$( \text{Gl 5.16} ) \quad C_P = \frac{1}{\omega L_R + \frac{R^2}{L_R}}$$

Dieses Verfahren wird für die Bestimmung der Ersatzschaltungen der zusätzlichen Bauelemente bei Filteraufbauten Bild 3.11 und 3.16 angewendet. In den Bildern 5.4 bis 5.6 sind diese Ersatzschaltungen dargestellt. Die gemessenen Reflexionsfaktoren sind in Anhang B.3 bis B.5 niedergelegt.



R = Widerstand

R = 11 Ohm

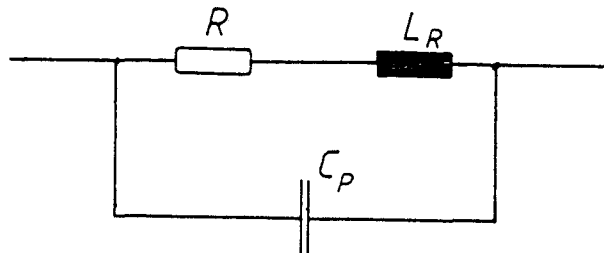
L<sub>R</sub> = Reiheninduktivität

L<sub>R</sub> = 25 nH

C<sub>P</sub> = Parallelkapazität

C<sub>P</sub> = 3 pF

Bild 5.4 HF - Ersatzschaltung des 11 Ohm Widerstandes aus Filteraufbau Bild 3.11



R = Widerstand

R = 600 Ohm

L<sub>R</sub> = Reiheninduktivität

L<sub>R</sub> = 15 nH

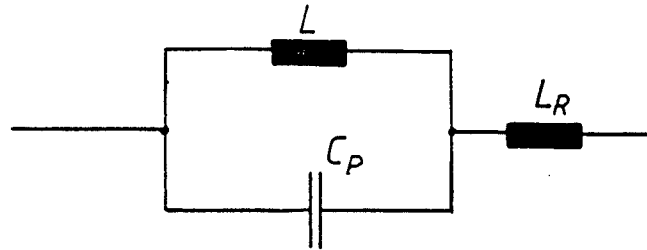
C<sub>P</sub> = Parallelkapazität

C<sub>P</sub> = 4,75 pF

Bild 5.5 HF - Ersatzschaltung der 600 Ohm Widerstände aus Filteraufbau Bild 3.16

Die Ersatzschaltung der Induktivität ( Bild 5.6 ) ist bis zu Frequenzen bis 1 GHz gültig. Bei höhern Frequenzen treten Verluste durch die auftretende Stromverdrängung auf. Dies müßte in der Ersatzschaltung durch einen frequenzabhängigen Reihenwiderstand ausgedrückt werden. Die Anschlußdrähte der Bauteile verursachen einen Großteil der Längsinduktivität. Die

Größe der Parallelkapazität hängt einmal von der Bauform der Bauteile, andererseits von der elektrischen Umgebung und von der Art und Weise des Bauteilanschlusses ab.



$L$  = Induktivität

$L = 3,3 \mu\text{H}$

$C_P$  = Parallelkapazität

$C_P = 3,3 \text{ pF}$

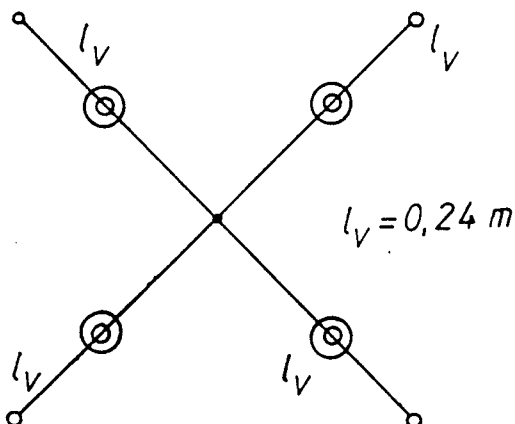
$L_R$  = Reheninduktivität

$L_R = 9,8 \text{ nH}$

Bild 5.6 HF - Ersatzschaltung der Induktivität  
aus Filteraufbau Bild 3.13

### 5.3 ) Viertorschaltung

Bei den Filterschaltungen ( Bilder 3.11 und 3.16 ) wird zur Verbindung ein Viertor benötigt ( Bild 5.7 ). Dieses Viertor besteht aus vier gleichlangen sternförmig verbundenen Koaxialleitungen.



$$\underline{b}_1 = \underline{S}_{11} \cdot \underline{a}_1 + \underline{S}_{12} \cdot \underline{a}_2 + \underline{S}_{13} \cdot \underline{a}_3 + \underline{S}_{14} \cdot \underline{a}_4$$

$$\underline{b}_2 = \underline{S}_{21} \cdot \underline{a}_1 + \underline{S}_{22} \cdot \underline{a}_2 + \underline{S}_{23} \cdot \underline{a}_3 + \underline{S}_{24} \cdot \underline{a}_4$$

$$\underline{b}_3 = \underline{S}_{31} \cdot \underline{a}_1 + \underline{S}_{32} \cdot \underline{a}_2 + \underline{S}_{33} \cdot \underline{a}_3 + \underline{S}_{34} \cdot \underline{a}_4$$

$$\underline{b}_4 = \underline{S}_{41} \cdot \underline{a}_1 + \underline{S}_{42} \cdot \underline{a}_2 + \underline{S}_{43} \cdot \underline{a}_3 + \underline{S}_{44} \cdot \underline{a}_4$$

Bild 5.7 Viertor zur Bauteilverbindung aus Filter-  
aufbauten Bild 3.11 und Bild 3.16

Beim Bau wurde besondere Sorgfalt auf die Herstellung der Sternverbindung gelegt. Die Innenleiter werden möglichst kurz aus dem Dielektrikum herausgeführt und miteinander verbunden. Die Außenleiter werden auf eine dünne Kupferfolie gelötet, die die Verbindungsstelle der Innenleiter nach allen Seiten hin

abschirmt ( Skizze siehe Bild 5.9 ). Zur Verbindung an andere Bauelemente werden an den Leitungsenden Schraubverbindungen vom Typ N angebracht.

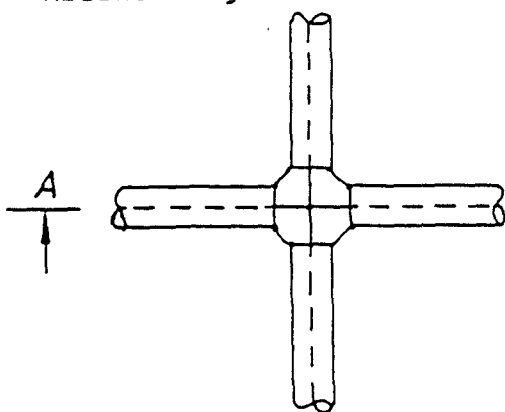
Zur Bestimmung der Güte des Viertores werden drei Tore mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen und der Reflexionsfaktor am vierten Tor gemessen. Es gilt :

$$( \text{Gl 5.17} ) \quad S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=a_3=a_4}$$

Da das Viertor symmetrisch aufgebaut ist sind die S-Parameter  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  und  $S_{44}$  gleich. Im Fall einer Parallelverzweigung ohne parasitäre Elemente gilt :

$$( \text{Gl 5.18} ) \quad S_{xx} = 0,5 \cdot e^{-j(2\beta l_v + \frac{\pi}{2})} \quad x=1,2,3,4$$

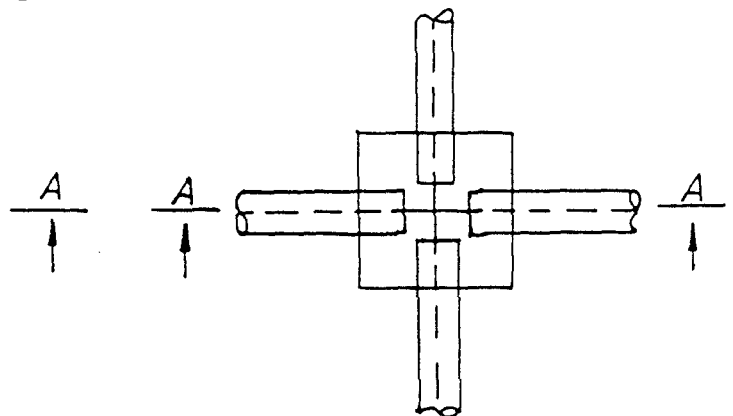
Dies ergibt einen Kreis mit  $\Gamma = 0,5$  im Smith Diagramm. Zuerst wurde diese besondere Sorgfalt bei Herstellung des Sternpunktes nicht angewandt, sondern die Innenleiter ohne besondere Abschirmung miteinander verbunden ( Skizze siehe Bild 5.8 ).



Schnitt A-A



Bild 5.8 Aufbauskinne des Viertores ohne Abschirmung des Sternpunktes



Schnitt A-A



Bild 5.9 Aufbauskinne des Viertores mit Abschirmung des Sternpunktes

Die gemessenen Reflexionsfaktoren für beide Aufbauten sind in Anhang B.6 und B.7 dargestellt. Bei dem Aufbau nach Bild 5.9 erkennt man bis 450 MHz eine gute Übereinstimmung zwischen Messung und dem Kreis mit  $\Gamma = 0,5$ . Beim Aufbau ohne besondere Abschirmung treten auch bei niedrigen Frequenzen deutliche

Resonanzeffekte durch parasitäre Induktivitäten und Kapazitäten auf.

#### 5.4 ) Ersatzschaltungen der Leistungsteiler

Zum Aufbau von Kammfiltern mittels Verzögerungsleitung werden Leistungsteiler benötigt. Es werden Leistungsteiler mit N-Anschlüssen ( Typ HP 11667A ) und mit BNC-Anschlüssen ( Typ Suhner 4901.01.A ) untersucht. Die Bilder 5.10 und 5.11 zeigen ihren inneren Aufbau laut Herstellerangaben.

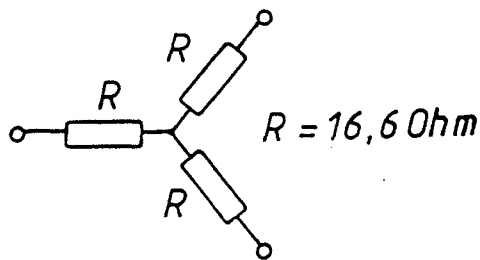


Bild 5.10 Aufbau der Leistungsteiler mit BNC-Anschlüssen ( Suhner 4901.01.A )

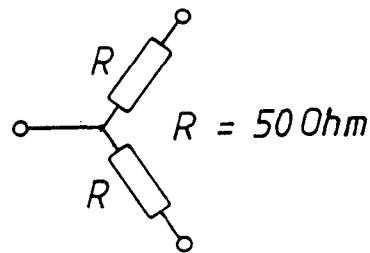


Bild 5.11 Aufbau der Leistungsteiler mit N-Anschlüssen ( HP 11667A )

Die Widerstände weisen Streukapazitäten und Streuinduktivitäten auf ( Ersatzschaltung Widerstand siehe Bild 5.3 ). Diese Ersatzschaltungen werden durch Simulationsberechnungen mit dem Programm SPICE ermittelt. Dazu werden die Messungen für die Bilder 4.5 und 4.14 zum Vergleich genommen und die Werte für die Streukapazitäten und Streuinduktivitäten bei den Berechnungen ( Anhang A.9 und A.12 ) solange variiert, bis die Simulationen ( Bilder 4.6 und 4.15 ) den Messungen entsprechen. Die Bilder 5.12 und 5.13 zeigen die so ermittelten Ersatzschaltungen.

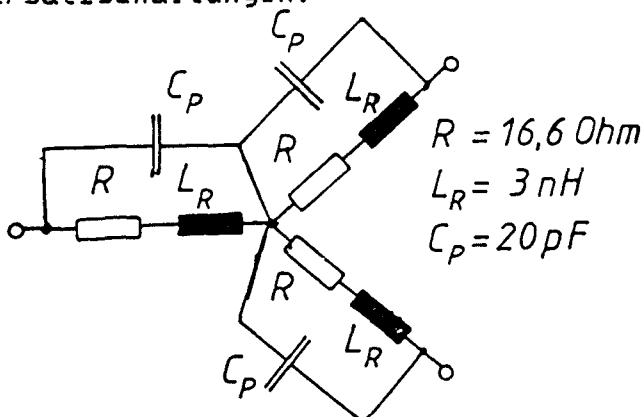


Bild 5.12 Ersatzschaltung für Leistungsteiler mit BNC-Anschlüssen

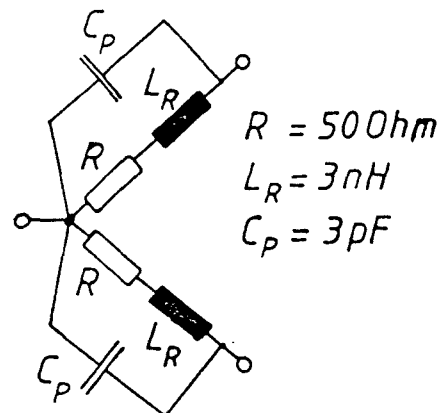


Bild 5.13 Ersatzschaltung für Leistungsteiler mit N-Anschlüssen

## 6 ) Abschließende Betrachtungen

### 6.1 ) Kammfilter mit kurzgeschlossener Stichleitung

Der erste untersuchte Kammfiltertyp ist auf dem Prinzip der Widerstandstransformation über Leitungen aufgebaut ( siehe Kapitel 3.1 ).

Das erste untersuchte Filter ist nur mit einer kurzgeschlossenen Stichleitung aufgebaut ( Bild 3.4 ). Bei diesem Filter legen nur die Dämpfungseigenschaften ( Kap. 5.1 ) der Leitung die Einsatzgrenzen bezüglich Durchlaß-, Sperrdämpfung und Phasenhub fest. Bei 500 MHz beträgt der Filterdämpfungshub 5,4 dB und der Phasenhub ist  $33^\circ$ . Diese Werte verringern sich bei 1500 MHz auf einen Filterdämpfungshub von 2,5 dB und einen Phasenhub von  $13^\circ$  ( Bilder 3.23 bis 3.25 ).

Das nächste untersuchte Kammfilter besteht aus einer kurzgeschlossenen Stichleitung und einem Widerstand im Knotenpunkt ( Bild 3.11 ). Dieser Widerstand bewirkt, wenn er kleiner als der Wellenwiderstand des Systems ist, einen steileren Verlauf der Amplitude und einen gleichförmigen Dämpfungsverlauf im Durchlaßbereich ( ideal siehe Bild 3.13 ). Allerdings ist auch die Durchlaßdämpfung mit 10 dB größer als beim Filter nur mit Stichleitung. Die Versteilerung des Dämpfungsverlaufes der Dämpfungspole wird durch den zusätzlichen Ableitwiderstand erreicht. Dieser Widerstand ist in der Praxis kein reiner Wirkwiderstand, sondern weist nichtideale Eigenschaften wie Längsinduktivität und Parallelkapazität auf. Die Hochfrequenzersatzschaltung des Widerstandes wird ermittelt ( Kap. 5.2 ). Die Einsatzgrenze dieses Filters wird durch die parasitären Eigenschaften des Widerstandes bestimmt ( Kap. 3.5 ). Die Leitungsdämpfung verringert ebenfalls Phasenhub, Sperr- und Durchlaßdämpfung.

Der Filtertyp mit kurzgeschlossener Stichleitung, Parallelinduktivität im Knotenpunkt und Reihenwiderständen an den Filteranschlüssen, ( Bild 3.16 ) ist der letzte untersuchte Typ mit einer Stichleitung. Die Widerstände an den Filteranschlüssen sollen konstante Reflexionsfaktoren zur Signalquelle und zu weiterführenden Schaltungen hin erzeugen. Sie dämpfen



das Signal jedoch zusätzlich, so daß bei Frequenzen in der Nähe der Dämpfungspole eine Signalverstärkung vor dem Filter notwendig ist. Die Durchlaßdämpfung verringert sich auf 26 dB. Außerdem sind die Widerstände und die Induktivität nicht ideal ( Kap. 5.2 ). Damit wird die Einsatzgrenze dieses Filters durch die Bauteile und die ebenfalls auftretende Leitungsdämpfung festgelegt.

Gemeinsam ist allen drei untersuchten Filtertypen mit kurzgeschlossener Stichleitung der Einfluß der Leitungsdämpfung. Die Leitungsdämpfung wirkt sich frequenzproportional auf Phasenhub, Phasensteilheit, Durchlaß- und Sperrdämpfung aus.

Durch Auswahl und Einsatz spezieller Hochfrequenzbauteile lassen sich die nichtidealen Bauteileigenschaften reduzieren, so daß sich die bauteilabhängigen Frequenzgrenzen für den Filtereinsatz erhöhen lassen.

## 6.2 ) Kammfilter mit Verzögerungsleitung und Leistungsteilern

Der zweite grundsätzliche Filteraufbau ( Kap. 4.1 ) beruht auf der Aufteilung der Eingangsleistung auf zwei unterschiedlich lange Leitungen und der Zusammenführung der Signale am Ende der Leitungen. Dabei werden zwei unterschiedliche Typen von Leistungsteilern verwendet. Der erste Typ hat Anschlüsse vom Typ BNC ( Bild 4.1 ), der zweite Typ hat Anschlüsse vom Typ N ( siehe Bild 4.10 ). Bei der Untersuchung zeigt sich, daß beide Filtertypen bei niedrigen Frequenzen gleiches Kennlinienverhalten zeigen ( Bilder 4.2 und 4.11 ). Bei höheren Frequenzen treten Unterschiede in den Kennlinien auf ( Bilder 4.5 und 4.14 ) die auf die unterschiedlichen Ersatzschaltungen der Leistungsteiler zurückzuführen sind ( Kap. 5.4 ). Die Durchlaßdämpfung steigt ab 800 MHz beim Typ mit BNC-Anschlüssen jedoch stark an ( Bild 4.9 ) und die Dämpfung in den Dämpfungspolen verringert sich. Beim Filter mit N-Anschlüssen der Leistungsteiler ist eine im Rahmen der Meßgenauigkeit konstante Durchlaßdämpfung zu beobachten ( Bilder 4.18 und 4.19 ). Die Dämpfung an den Dämpfungspolen verringert sich mit ansteigender Leitungsdämpfung.

Der Einfluß der Leitungsdämpfung macht sich bei beiden Filteraufbauten bemerkbar. Die Dämpfung an den Dämpfungspolen wird frequenzabhängig kleiner, ebenso wie der Phasenhub. Die Leitungsdämpfung legt die Frequenzgrenze des Typs mit N-Anschlüssen fest, während die Frequenzgrenze beim Typ mit BNC-Anschlüssen auf 800 MHz durch die Anschlüsse festgelegt ist.

### 6.3 ) Gegenüberstellung der Kammfiltertypen

Bei den zwei untersuchten Bauformen ( Bilder 1.5 und 1.6 ) für Kammfilter ist das Durchlaß- und Sperrfrequenz bestimmende Bauteil eine Koaxialleitung mit einer Länge von 67,59 m. Da bei beiden Versuchsaufbauten dieselbe Leitung eingesetzt wird, ist ein direkter Vergleich der beiden Bauformen möglich. Aus den Gleichungen 3.6 und 4.2 geht hervor, daß, um den gleichen Abstand für die Dämpfungspole zu erhalten, die Verzögerungsleitung bei Aufbau 1.6 doppelt so lang sein muß wie die kurzgeschlossene Stichleitung beim Aufbau 1.5. Bei einem Frequenzabstand von 2,22 MHz betragen die erforderlichen Leitungslängen bei der Stichleitung 67,59 m und bei der Verzögerungsleitung 135,18 m. Da aber bei einer kurzgeschlossenen Leitung das Signal zweimal ( einmal zum Kurzschluß hinlaufend und reflektiert zurücklaufend ) über die Leitung läuft, also auch zweimal durch die Leitungsdämpfung beeinflusst wird, ist die effektive zurückgelegte Weglänge für die Signale bei beiden Bauformen gleich, wenn die Verzögerungsleitung doppelt so lang ist wie die Stichleitung. Damit ist die wirksame Leitungsdämpfung bei gleichem Abstand der Resonanzfrequenzen bei beiden Bauformen gleich.

Da aber bei beiden Bauformen die gleiche Leitung verwendet wird, ist die Signalstrecke bei Aufbau mit kurzgeschlossener Stichleitung doppelt so lang wie beim Aufbau mit Verzögerungsleitung. Trotzdem ist ein Vergleich der beiden Bauformen miteinander möglich, wenn man die unterschiedlichen Dämpfungen berücksichtigt.

So ist zum Beispiel die Dämpfung der Leitung bei 1500 MHz etwa 7 dB. Die 7 dB sind beim Filteraufbau mit Verzögerungsleitung

bei 1500 MHz wirksam. Sie teilen sich bei der kurzgeschlossenen Stichleitung auf hin und rücklaufende Welle auf, also für einfache Leitungslänge 3,5 dB. Diese 3,5 dB entsprechen bei einfacher Leitungslänge einer Frequenz von 500 MHz. Beim Filteraufbau mit kurzgeschlossener Stichleitung im Frequenzbereich um 500 MHz treten zweimal 3,5 dB, also 7 dB als Leitungsdämpfung auf. Damit ist ein Vergleich von Filter mit Verzögerungsleitung (Bild 4.17) im Bereich von 1500 MHz und Filter nur mit Stichleitung (Bild 3.8) im Frequenzbereich von 500 MHz möglich. Es zeigt sich, daß beim Aufbau mittels Verzögerungsleitung bei 1500 MHz der Phasenhub mit  $55^\circ$  zu  $30^\circ$  und die Filterdämpfung mit 9 dB zu 5,2 dB deutlich besser sind, als beim Filteraufbau nur mit kurzgeschlossener Stichleitung bei 500 MHz.

Bei beiden Filtertypen wird die Phase mit steigender Frequenz nach negativen Werten hin gedreht, bedingt durch die Laufzeit auf den Zuleitungen (Kapitel 3.5) und eine Phasendrehung, hervorgerufen durch die Leitungsdämpfung (Kapitel 5.1).

Die frequenzabhängige Leitungsdämpfung wirkt sich bei den beiden Filteraufbauten (Bilder 3.4 und 4.10) auf die Einsatzgrenze der Filter aus. Durch Unterbringung der Leitung in eine Kühlkammer und Abkühlung auf tiefe Temperaturen ließe sich die Leitungsdämpfung stark vermindern. Damit würde sich die Einsatzgrenze der Filter zu höheren Frequenzen hin verschieben. Außerdem hätte die konstante Umgebungstemperatur den Vorteil, daß keine temperaturbedingten Längenänderungen der Leitung auftreten. Durch solche Längenänderungen verschieben sich die Resonanzfrequenzen.

Literaturliste

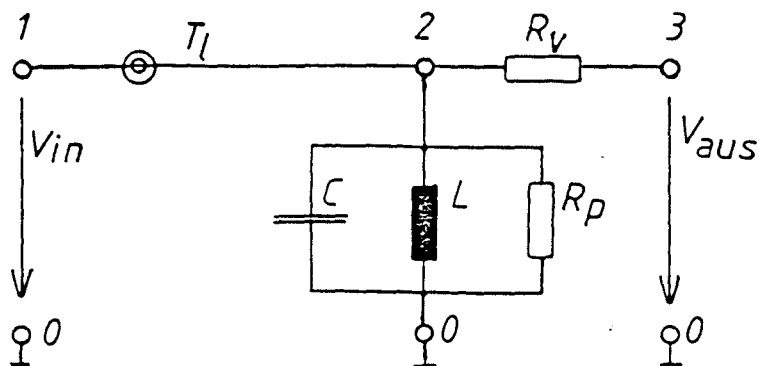
- /1/ G.Brühl / W.Jansen / H.-J.Vogt; Nachrichtenübertragungs-  
technik I; Verlag Berliner Union GMBH; 1979
- /2/ Hans Ulrich Hacker; COSY-Seminar : Stochastisches Kühlen;  
an der KFA-Jülich vom 25.02.86
- /3/ Hewlett Packard; Getting started with RTE/A;  
Manual No. 92077-90039
- /4/ Hans Ulrich Hacker; Interaktiver Graphik Monitor; Diplom-  
arbeit an der FH-Jülich WS 79/80
- /5/ Departement of Elektrical Engeneering and Computer  
Sciences; SPICE Version 2G.5; University of California
- /6/ RHODE & SCHWARZ; Betriebshandbuch SMPD; Nr. 377.0720
- /7/ RHODE & SCHWARZ; Applikationen zum Vektor Analyzer ZPV;  
info 001 106
- /8/ RHODE & SCHWARZ; Beschreibung TUNER 0,3-2000 MHz ZPV-E3;  
Nr. 301.7018.02
- /9/ RHODE & SCHWARZ; s-Parameter-Testadapter ZPV-Z5; Daten-  
blatt 335 111
- /10/ Meinke / Gundlach; Taschenbuch der Hochfrequenztechnik;  
Springer Verlag; Berlin / Heidelberg / New York; 1968;  
3. Auflage
- /11/ Friedhelm Hövelmann; Vorlesung Theoretische Nachrichtentechnik;  
Fachhochschule Jülich

ANHANG

# Anhang A.1

Eingabebeispiel zum Programm SPICE.

Schaltung :



$T_l = 10 \text{ ns}$   
 $R_p = 10 \text{ MOhm}$   
 $C = 15 \text{ pF}$   
 $L = 30 \text{ nH}$   
 $R_v = 50 \text{ Ohm}$   
 $V_{in} = 10 \text{ V (100 MHz - 500 MHz)}$

Eingabedatei:

```

* SCHALTUNGSBEISPIEL
.OPTIONS LIMPTS=2000
* maximale Anzahl von Punkten
VIN 1 0 AC 10
* Eingangsspannung
TL 1 0 2 0 ZO=500OHM TD=10NS
RP 2 0 10MEG
C 2 0 15PF
L 2 0 30E-9
RV 2 3 50OHM
* Eingabe des Netzwerkes
.AC LIN 1000 100MEG 500MEG
* Anzahl der Berechnungspunkte und Frequenzbereich
.PRINT AC VM(3) VP(3)
* Berechnung von Spannung und Phase zwischen
* Punkt 3 und Nullpotential
.END

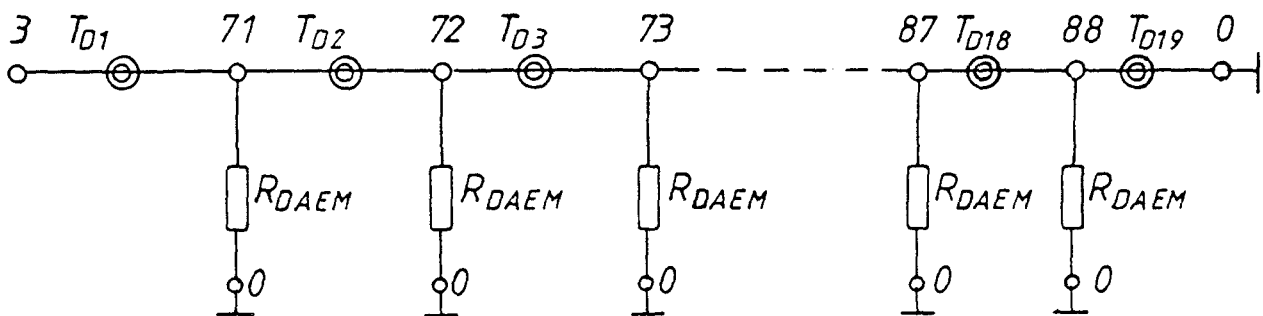
```

## Anhang A.2

Bei dem frequenzbestimmenden Bauteil für die untersuchten Kammfilter handelt es sich um eine Koaxialleitung mit einer Signallaufzeit von 225,5 ns. Im Programm SPICE ist nur die Eingabe von verlustlosen Leitungen möglich. Die Länge der Leitungen wird über ihre Signallaufzeiten angegeben. Um die betragsmäßige Leitungsdämpfung zu simulieren, wird die Leitung in kleinere Stücke zerlegt und mit Ableitwiderständen versehen. Durch die Leitungsdämpfung wird ein Teil der über die Leitung übertragenen Leistung in Wärme umgesetzt. Diese Verluste werden durch die Ableitwiderstände simuliert. Der Effekt der Stromverdrängung müßte über Reihenwiderstände, die in die Leitung eingebracht werden, simuliert werden. Dies wird unterlassen und sich auf eine Unterteilung in 19 Leitungsstücke mit Ableitwiderständen beschränkt.

Bei Frequenzen über 500 MHz ist dieses Simulationsmodell nicht mehr brauchbar, weil dann mehr als ein Widerstand innerhalb eines Spannungsbauches oder Spannungsknoten liegt.

Schaltung :



Die Signallaufzeit wird statistisch aufgeteilt und zwar ebenfalls um zu verhindern, daß bei der Simulation mehr als ein Widerstand bei einer bestimmten Frequenz innerhalb eines Spannungsknotens oder Spannungsbauches liegt.

Die Laufzeit wird in 19 Zeiten aufgeteilt und diese sind vom Anfang der Leitung bis zum Kurzschluss :

0,5 ns; 1 ns; 1,5 ns; 2 ns; 3 ns; 5ns; 7ns; 10 ns; 13 ns;  
17 ns; 20 ns; 23 ns; 25 ns; 13 ns; 35 ns; 7 ns; 1.5 ns;  
22 ns; und 19 ns

Eingabedatei für Simulation Leitungsämpfung :

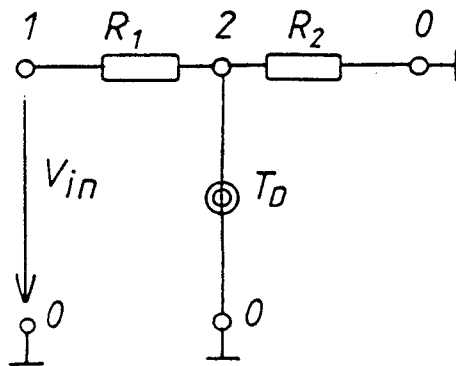
```
* ERSATZSCHALTUNG FUER KABELDAEMPfung
*
.OPTIONS LIMPTS=2001
* Stichleitung zwischen Punkt 3 und 0
T1 3 0 71 0 Z0=500HM TD=.5NS
X1 71 0 WID
T2 71 0 72 0 Z0=500HM TD=1NS
X2 72 0 WID
T3 72 0 73 0 Z0=500HM TD=1.5NS
X3 73 0 WID
T4 73 0 74 0 Z0=500HM TD=2NS
X4 74 0 WID
T5 74 0 75 0 Z0=500HM TD=3NS
X5 75 0 WID
T6 75 0 76 0 Z0=500HM TD=5NS
X6 76 0 WID
T7 76 0 77 0 Z0=500HM TD=7NS
X7 77 0 WID
T8 77 0 78 0 Z0=500HM TD=10NS
X8 78 0 WID
T9 78 0 79 0 Z0=500HM TD=13NS
X9 79 0 WID
T10 79 0 80 0 Z0=500HM TD=17NS
X10 80 0 WID
T11 80 0 81 0 Z0=500HM TD=20NS
X11 81 0 WID
T12 81 0 82 0 Z0=500HM TD=23NS
X12 82 0 WID
T13 82 0 83 0 Z0=500HM TD=25NS
X13 83 0 WID
T14 83 0 84 0 Z0=500HM TD=13NS
X14 84 0 WID
T15 84 0 85 0 Z0=500HM TD=35NS
X15 85 0 WID
T16 85 0 86 0 Z0=500HM TD=7NS
X16 86 0 WID
T17 86 0 87 0 Z0=500HM TD=1.5NS
X17 87 0 WID
T18 87 0 88 0 Z0=500HM TD=22NS
X18 88 0 WID
T19 88 0 0 0 Z0=500HM TD=19NS
* Ableitwiderstand = RDAEMP
.SUBCKT WID 1 2
RDAEMP 1 2 5.5K
.ENDS
*
.END
```



### Anhang A.3

Es folgen Schaltung und Eingabedatei für das Programm SPICE zur Berechnung der Übertragungskennlinie eines Kammfilters, nur mit einer kurzgeschlossenen Stichleitung aufgebaut; Frequenzbereich von 10 MHz bis 20 MHz.

Schaltung :



$R_1$  = Innenwiderstand  
der Quelle

$$R_1 = R_2 = 500 \Omega$$

$T_0 = 225,5 \text{ ns}$   $R_2$  = Innenwiderstand  
des Meßgerätes

Eingabedatei :

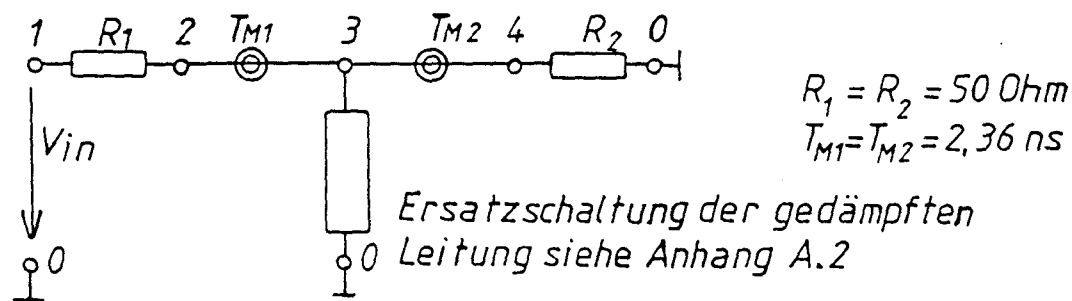
```
*KAMMFILTER MIT STICHLEITUNG
*
.OPTIONS LIMPTS=2001
VIN 1 0 AC 2
R1 1 2 500HM
*
*TS=STICHLEITUNG
*
TS 2 0 0 0 ZO=500HM TD=225.5NS
R2 2 0 500HM
.AC LIN 1000 10MEG 20MEG
.GRAPH AC UDB(2) UP(2)
.END
```

Für das Ergebnis der Rechnung siehe Bild 3.6.

#### Anhang A.4

Es folgen Schaltung und Eingabedatei für das Programm SPICE zur Berechnung der Übertragungskennlinie eines Kammfilters, nur mit einer kurzgeschlossenen Stichleitung aufgebaut, mit Messzuleitungen und Ersatzschaltung der gedämpften Leitung; Frequenzbereich von 10 MHz bis 20 MHz.

Schaltung :



Eingabedatei :

```
* KAMMFILTER MIT STICHL EITUNG UND ERSATZSCHALTUNG KABELDAEMPfung
*
.OPTIONS LIMPTS=2001
VIN 1 0 AC 2 20
R1 1 2 50OHM
*
* TM1,TM2 = MESSZULEITUNGEN
*
TM1 2 0 3 0 ZO=50OHM TD=2.36NS
*
* TSTICH 3 0 0 0 ZO=50OHM TD=225.5NS
*
T1 3 0 71 0 ZO=50OHM TD=.5NS
X1 71 0 WID
T2 71 0 72 0 ZO=50OHM TD=1NS
X2 72 0 WID
T3 72 0 73 0 ZO=50OHM TD=1.5NS
X3 73 0 WID
T4 73 0 74 0 ZO=50OHM TD=2NS
X4 74 0 WID
T5 74 0 75 0 ZO=50OHM TD=3NS
X5 75 0 WID
T6 75 0 76 0 ZO=50OHM TD=5NS
X6 76 0 WID
T7 76 0 77 0 ZO=50OHM TD=7NS
X7 77 0 WID
T8 77 0 78 0 ZO=50OHM TD=10NS
X8 78 0 WID
T9 78 0 79 0 ZO=50OHM TD=13NS
X9 79 0 WID
T10 79 0 80 0 ZO=50OHM TD=17NS
X10 80 0 WID
T11 80 0 81 0 ZO=50OHM TD=20NS
```

```

X11 81 0 WID
T12 81 0 82 0 Z0=500HM TD=23NS
X12 82 0 WID
T13 82 0 83 0 Z0=500HM TD=25NS
X13 83 0 WID
T14 83 0 84 0 Z0=500HM TD=13NS
X14 84 0 WID
T15 84 0 85 0 Z0=500HM TD=35NS
X15 85 0 WID
T16 85 0 86 0 Z0=500HM TD=7NS
X16 86 0 WID
T17 86 0 87 0 Z0=500HM TD=1.5NS
X17 87 0 WID
T18 87 0 88 0 Z0=500HM TD=22NS
X18 88 0 WID
T19 88 0 0 0 Z0=500HM TD=19NS
*
.SUBCKT WID 1 2
RDAEMF 1 2 5.5K
.ENDS
*
TM2 3 0 6 0 Z0=500HM TD=2.36NS
R2 6 0 500HM
.AC LIN 1000 10MEG 20MEG
.GRAPH AC VDB(6) UP(6)
.END

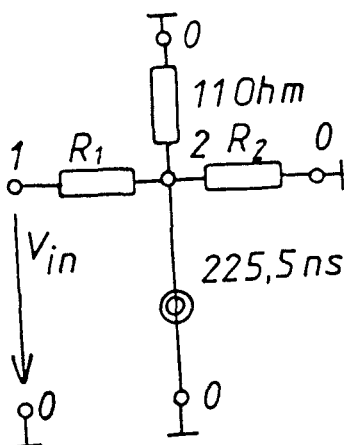
```

Für das Ergebnis der Rechnung siehe Bild 3.7.

### Anhang A.5

Es folgen Schaltung und Eingabedatei für das Programm SPICE zur Berechnung der Übertragungskennlinie eines Kammfilters, mit einer kurzgeschlossenen Stichleitung und Widerstand aufgebaut; Frequenzbereich von 10 MHz bis 20 MHz.

Schaltung :



$R_1 = R_2 = 50 \text{ Ohm}$   $R_1$  = Innenwiderstand der Quelle

$R_z$  = Innenwiderstand des Meßgerätes



## Eingabedatei :

```

*KAMMFILTER MIT STICHLLEITUNG MIT ERSATZSCHALTUNG VIERTOR
*UND ERSATZSCHALTUNG WIDERSTAND
*
.OPTIONS LIMPTS=2001
VIN 1 0 AC 2 10
*
* TM1, TM2 = MESSZULEITUNGEN
*
R1 1 2 500HM
TM1 2 0 3 0 ZO=500HM TD=2.36NS
*
*TV1-TV4 = ERSATZSCHALTUNG VIERTOR
*
TV1 3 0 4 0 ZO=500HM TD=.8NS
TV2 4 0 5 0 ZO=500HM TD=.8NS
TV3 4 0 8 0 ZO=500HM TD=.8NS
TV4 4 0 7 0 ZO=500HM TD=.8NS
* TSTICH 7 0 0 0 ZO=500HM TD=225.5NS
*
T1 7 0 71 0 ZO=500HM TD=.5NS
X1 71 0 WID
T2 71 0 72 0 ZO=500HM TD=1NS
X2 72 0 WID
T3 72 0 73 0 ZO=500HM TD=1.5NS
X3 73 0 WID
T4 73 0 74 0 ZO=500HM TD=2NS
X4 74 0 WID
T5 74 0 75 0 ZO=500HM TD=3NS
X5 75 0 WID
T6 75 0 76 0 ZO=500HM TD=5NS
X6 76 0 WID
T7 76 0 77 0 ZO=500HM TD=7NS
X7 77 0 WID
T8 77 0 78 0 ZO=500HM TD=10NS
X8 78 0 WID
T9 78 0 79 0 ZO=500HM TD=13NS
X9 79 0 WID
T10 79 0 80 0 ZO=500HM TD=17NS
X10 80 0 WID
T11 80 0 81 0 ZO=500HM TD=20NS
X11 81 0 WID
T12 81 0 82 0 ZO=500HM TD=23NS
X12 82 0 WID
T13 82 0 83 0 ZO=500HM TD=25NS
X13 83 0 WID
T14 83 0 84 0 ZO=500HM TD=13NS
X14 84 0 WID
T15 84 0 85 0 ZO=500HM TD=35NS
X15 85 0 WID
T16 85 0 86 0 ZO=500HM TD=7NS
X16 86 0 WID
T17 86 0 87 0 ZO=500HM TD=1.5NS
X17 87 0 WID
T18 87 0 88 0 ZO=500HM TD=22NS
X18 88 0 WID
T19 88 0 0 0 ZO=500HM TD=19NS
*
.SUBCKT WID 1 2
RDAEMF 1 2 5.5K
.ENDS
*
* IMPEDANZ ZWISCHEN 8 0
*
R1 8 9 110HM
LI 9 0 24E-9
CI 8 0 3E-12
TM2 5 0 6 0 ZO=500HM TD=2.36NS
RAUS 6 0 500HM
.AC LIN 1000 10NEG 20MEG
.GRAPH AC VDB(6) UP(6)
.END

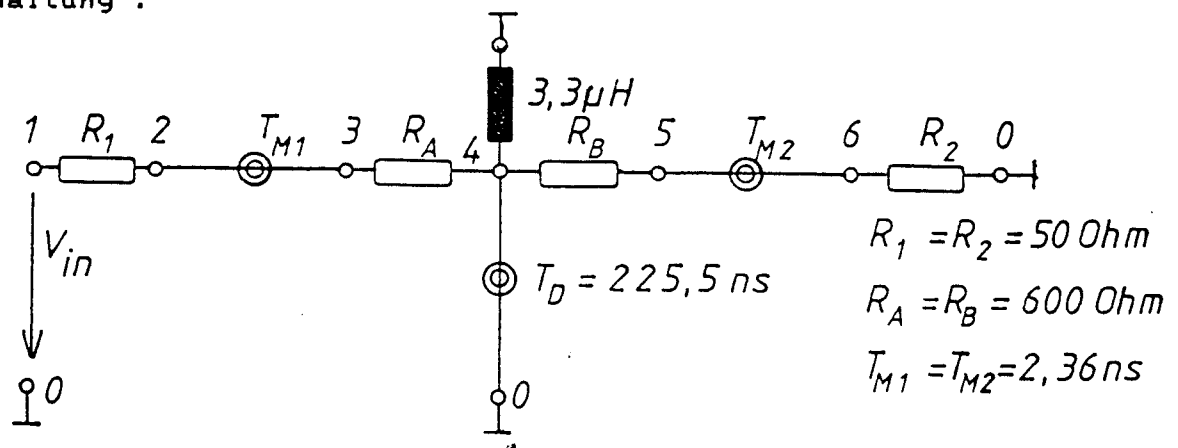
```

Für das Ergebnis der Rechnung siehe Bild 3.14.

### Anhang A.7

Es folgen Schaltung und Eingabedatei für das Programm SPICE zur Berechnung der Übertragungskennlinie eines Kammfilters, mit einer kurzgeschlossenen Stichleitung, Reihenwiderständen und Induktivität aufgebaut; Frequenzbereich 10 MHz bis 20 MHz.

Schaltung :



Eingabedatei :

```

*KAMMFILTER MIT STICHLEITUNG, WIDERSTAENDEN UND INDUKTIVITAET
*
.OPTIONS LIMPTS=2001
VIN 1 0 AC 2
R1 1 2 50OHM
*
*TM1, TM2 = MESSLEITUNGEN
*
TM1 2 0 3 0 ZO=50OHM TD=2.36NS
*
*RA, RB=VORWIDERSTAENDE
*
RA 3 4 600OHM
TS 4 0 0 0 ZO=50OHM TD=225.5NS
*IMPEDANZ LIEGT ZWISCHEN 4 0
L1 4 0 3.33E-6
RB 4 5 600OHM
TM2 5 0 6 0 ZO=50OHM TD=2.36NS
R2 6 0 50OHM
.AC LIN 1000 10MEG 20MEG
.GRAPH AC VDB(6) VP(6)
.END

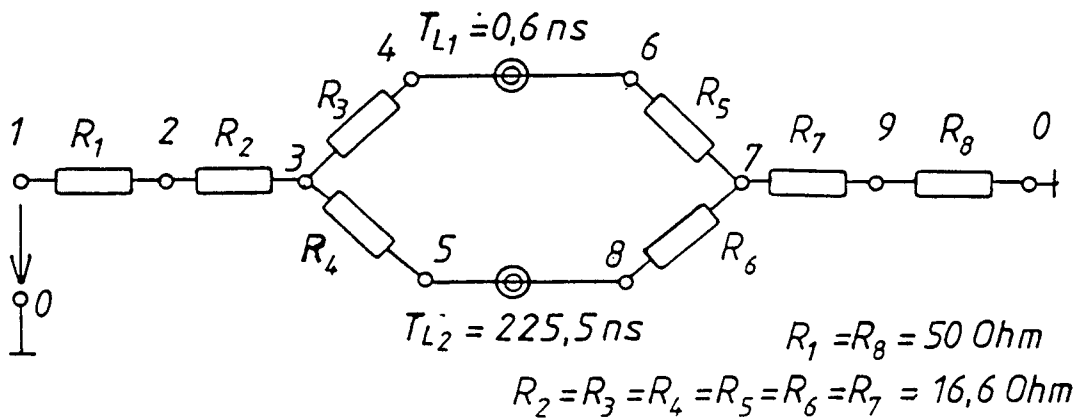
```

Für das Ergebnis der Rechnung siehe Bild 3.18.

### Anhang A.8

Es folgen Schaltung und Eingabedatei für das Programm SPICE zur Berechnung der Übertragungskennlinie eines Kammfilters, mit Leistungsteilern mit Anschlüssen des Typs BNC und Verzögerungsleitung aufgebaut; Frequenzbereich von 10 MHz bis 20 MHz.

Schaltung :



Eingabedatei :

```

*KAMMFILTER DURCH LEISTUNGSTEILER MIT ANSCHLÜSSEN DES TYP5 BNC
*
.OPTIONS LIMPTS=2000
VIN 1 0 AC 2 50
R1 1 2 50OHM
R2 2 3 16.67OHM
R3 3 4 16.67OHM
R4 3 5 16.67OHM
*
* T1 = KURZSCHLUSS ZWISCHEN LEISTUNGSTEILERN
*
T1 4 6 0 Z0=50OHM TD=.6NS
*
* T2 = VERZÖGERUNGSLEITUNG
*
T2 5 8 0 Z0=50OHM TD=225.5NS
R5 6 7 16.67OHM
R6 7 8 16.67OHM
R7 7 9 16.67OHM
R8 9 0 50OHM
.AC LIN 1000 10MEG 20MEG
.GRAPH AC VDB(9) UP(9)
.END

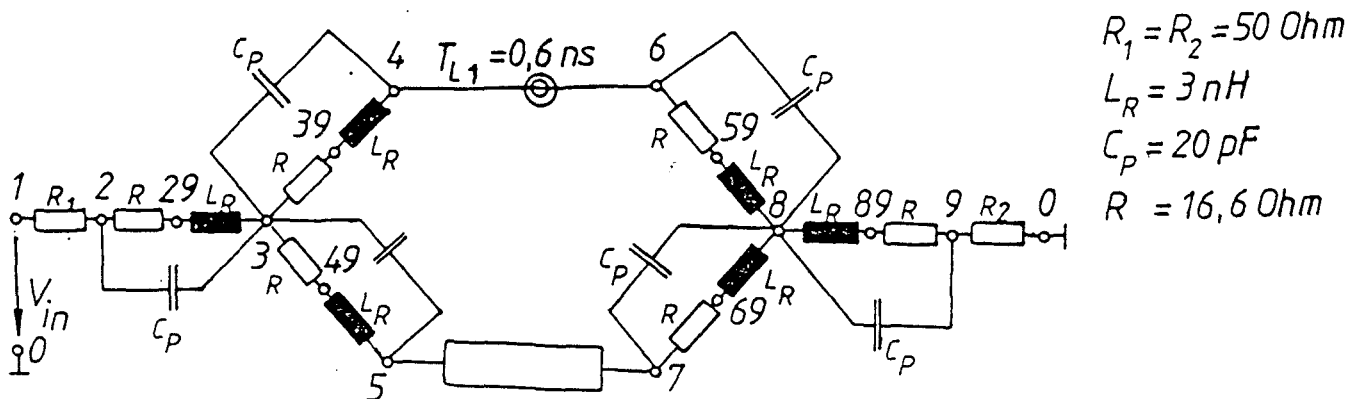
```

Für das Ergebnis der Rechnung siehe Bild 4.3.

### Anhang A.9

Es folgen Schaltung und Eingabedatei für das Programm SPICE zur Berechnung der Übertragungskennlinie eines Kammfilters, mit Leistungsteilern mit Anschlüssen des Typs BNC und Verzögerungsleitung aufgebaut, mit Ersatzschaltungen Leistungsteilern und Ersatzschaltung gedämpfter Leitung; Frequenzbereich 10 MHz bis 20 MHz.

Schaltung :



Ersatzschaltung der gedämpften  
Leitung siehe Anhang A.2

Eingabedatei :

```

*KAMMFILTER MIT LEISTUNGSTEILERN MIT ANSCHLIESSEN DES TYPB BNC
*UND ERSATZSCHALTUNGEN
*
.OPTIONS LIMPTS=2001
VIN 1 0 AC 2 -10
REIN 1 2 50OHM
RP1 2 29 16.670HM
RP2 3 39 16.670HM
RP3 3 49 16.670HM
*
* ERSATZSCHALTUNG POWERSPLITTER
*
CP1 2 3 20E-12
CP2 3 4 20E-12
CP3 3 5 20E-12
CP4 6 8 20E-12
CP5 7 8 20E-12
CP6 8 9 20E-12
L1 29 3 3E-9
L2 39 4 3E-9
L3 49 5 3E-9
L4 59 8 3E-9
L5 69 8 3E-9
L6 8 89 3E-9
*
* TSTICH 5 0 2 0 ZO=50OHM TD=225.5NS
*
T1 5 0 71 0 ZO=50OHM TD=.5NS

```



```

X1 71 0 WID
T2 71 0 72 0 Z0=500HM TD=1NS
X2 72 0 WID
T3 72 0 73 0 Z0=500HM TD=1.5NS
X3 73 0 WID
T4 73 0 74 0 Z0=500HM TD=2NS
X4 74 0 WID
T5 74 0 75 0 Z0=500HM TD=3NS
X5 75 0 WID
T6 75 0 76 0 Z0=500HM TD=5NS
X6 76 0 WID
T7 76 0 77 0 Z0=500HM TD=7NS
X7 77 0 WID
T8 77 0 78 0 Z0=500HM TD=10NS
X8 78 0 WID
T9 78 0 79 0 Z0=500HM TD=13NS
X9 79 0 WID
T10 79 0 80 0 Z0=500HM TD=17NS
X10 80 0 WID
T11 80 0 81 0 Z0=500HM TD=20NS
X11 81 0 WID
T12 81 0 82 0 Z0=500HM TD=23NS
X12 82 0 WID
T13 82 0 83 0 Z0=500HM TD=25NS
X13 83 0 WID
T14 83 0 84 0 Z0=500HM TD=13NS
X14 84 0 WID
T15 84 0 85 0 Z0=500HM TD=35NS
X15 85 0 WID
T16 85 0 86 0 Z0=500HM TD=7NS
X16 86 0 WID
T17 86 0 87 0 Z0=500HM TD=1.5NS
X17 87 0 WID
T18 87 0 88 0 Z0=500HM TD=22NS
X18 88 0 WID
T19 88 0 7 0 Z0=500HM TD=19NS
*
.SUBCKT WID 1 2
RDAEMP 1 2 5.5K
.ENDS
*
TK 4 0 6 0 Z0=500HM TD=.7NS
RP4 6 59 16.670HM
RP5 7 69 16.670HM
RP6 89 9 16.670HM
RAUS 9 0 500HM
.AC LIN 1000 10MEG 20MEG
.GRAPH AC UDB(9) UP(9)
.END

```

Für das Ergebnis der Rechnung siehe Bild 4.4.

#### Anhang A.10

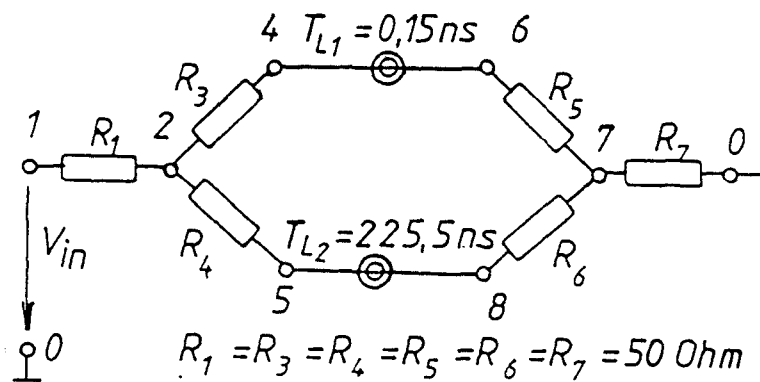
Hier ist der gleiche Schaltungsaufbau wie bei Anhang A.9. Bei der Eingabedatei wird der Ableitwiderstand auf 1,2 Kiloohm und der Frequenzbereich auf 500 MHz bis 510 MHz geändert.

Für das Ergebnis der Rechnung siehe Bild 4.6.

### Anhang A.11

Es folgen Schaltung und Eingabedatei für das Programm SPICE zur Berechnung der Übertragungskennlinie eines Kammfilters, mit Leistungsteilern mit Anschlüssen des Typs N und Verzögerungsleitung aufgebaut; Frequenzbereich von 10 MHz bis 20 MHz.

Schaltung :



Eingabedatei:

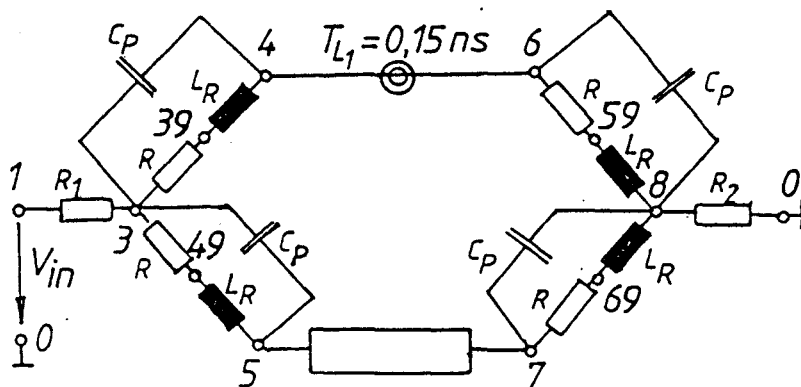
```
* KAMMFILTER MIT LEISTUNGSTEILERN MIT ANSCHLUESSEN DES TYPUS N
*
.OPTIONS LIMPTS=2000
VIN 1 0 AC 2 50
R1 1 2 50OHM
R3 2 4 50OHM
R4 2 5 50OHM
T1 4 0 6 0 ZO=50OHM TD=.15NS
T2 5 0 8 0 ZO=50OHM TD=225.5NS
R5 6 7 50OHM
R6 7 8 50OHM
R7 7 0 50OHM
.AC LIN 1000 10MEG 20MEG
.GRAPH AC VDB(7) UP(7)
.END
```

Für das Ergebnis der Rechnung siehe Bild 4.12

# Anhang A.12

Es folgen Schaltung und Eingabedatei für das Programm SPICE zur Berechnung der Übertragungskennlinie eines Kammfilters, mit Leistungsteilern mit Anschlüssen des Typs N und Verzögerungsleitung aufgebaut, mit Ersatzschaltungen Leistungsteiler und Ersatzschaltung gedämpfter Leitung; Frequenzbereich 10 MHz bis 20 MHz.

Schaltung :



$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 = 50 \, \Omega \\ L_R &= 3 \, \text{nH} \\ C_P &= 3 \, \text{pF} \\ R &= 50 \, \Omega \end{aligned}$$

Ersatzschaltung der gedämpften  
Leitung siehe Anhang A.2

Eingabedatei :

```
* KAMMFILTER MIT LEISTUNGSTEILERN MIT ANSCHLÜSSEN DES TYPUS N
* UND ERSATZSCHALTUNGEN
*
.OPTIONS LIMPTS=2001
VIN 1 0 AC 2 10
REIN 1 3 50OHM
*
* ERSATZSCHALTUNG LEISTUNGSTEILER
*
RP2 3 39 50HM
RP3 3 49 50HM
C2 3 4 3E-12
C3 3 5 3E-12
C4 6 8 3E-12
C5 7 8 3E-12
L2 39 4 3E-9
L3 49 5 3E-9
L4 59 6 3E-9
L5 69 8 3E-9
*
* TSTICH 5 0 7 0 ZO=50OHM TO=225.5NS
*
T1 5 0 71 0 ZO=50OHM TO=.5NS
X1 71 0 WID
T2 71 0 72 0 ZO=50OHM TO=1NS
```

```

X2 72 0 WID
T3 72 0 73 0 Z0=500HM TD=1.5NS
X3 73 0 WID
T4 73 0 74 0 Z0=500HM TD=2NS
X4 74 0 WID
T5 74 0 75 0 Z0=500HM TD=3NS
X5 75 0 WID
T6 75 0 76 0 Z0=500HM TD=5.5NS
X6 76 0 WID
T7 76 0 77 0 Z0=500HM TD=7NS
X7 77 0 WID
T8 77 0 78 0 Z0=500HM TD=10NS
X8 78 0 WID
T9 78 0 79 0 Z0=500HM TD=13NS
X9 79 0 WID
T10 79 0 80 0 Z0=500HM TD=17NS
X10 80 0 WID
T11 80 0 81 0 Z0=500HM TD=20NS
X11 81 0 WID
T12 81 0 82 0 Z0=500HM TD=23NS
X12 82 0 WID
T13 82 0 83 0 Z0=500HM TD=25NS
X13 83 0 WID
T14 83 0 84 0 Z0=500HM TD=13NS
X14 84 0 WID
T15 84 0 85 0 Z0=500HM TD=35NS
X15 85 0 WID
T16 85 0 86 0 Z0=500HM TD=7NS
X16 86 0 WID
T17 86 0 87 0 Z0=500HM TD=1.5NS
X17 87 0 WID
T18 87 0 88 0 Z0=500HM TD=22NS
X18 88 0 WID
T19 88 0 7 0 Z0=500HM TD=19NS
*
.SUBCKT WID 1 2
RDAEMF 1 2 5.5K
.ENDS
*
TK 4 0 6 0 Z0=500HM TD=.15NS
RP4 6 59 500HM
RP5 7 69 500HM
RAUS 8 0 500HM
.AC LIN 1000 10MEG 20MEG
.PRAPH AC UDR(8) UP(8)
.END

```

Für das Ergebnis der Rechnung siehe Bild 4.12.

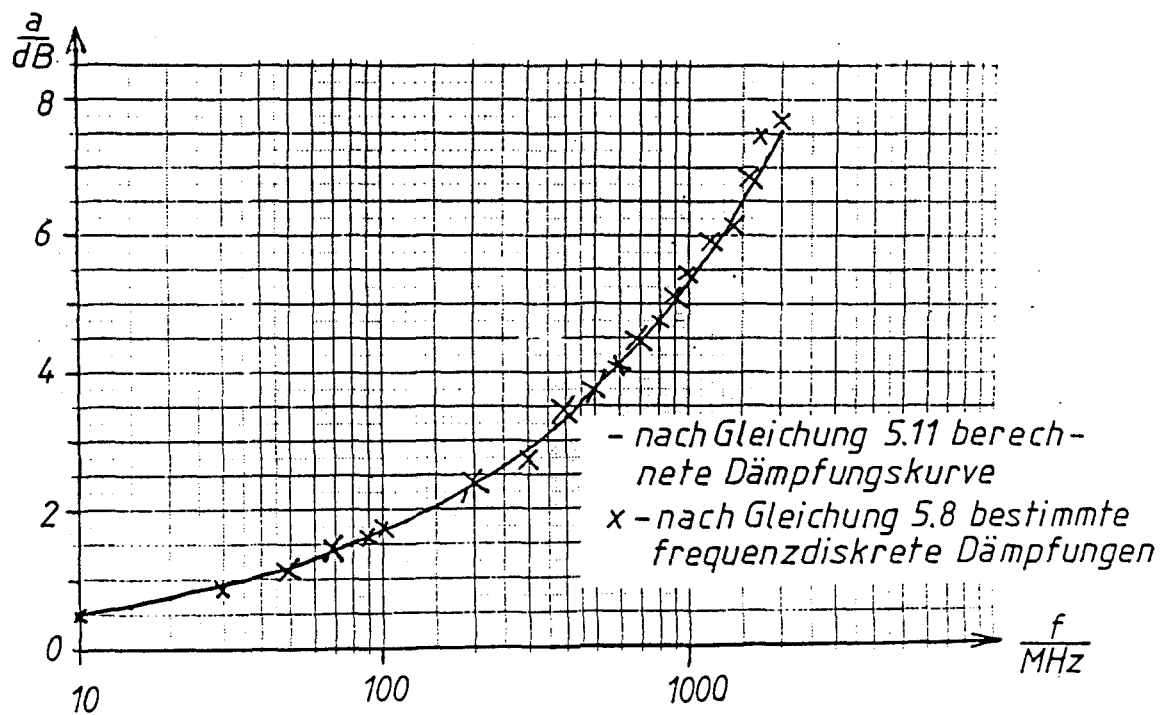
### Anhang A.13

Hier ist der gleiche Schaltungsaufbau wie bei Anhang A.11. Bei der Eingabedatei wird der Ableitwiderstand auf 1,2 Kiloohm und der Frequenzbereich auf 500 MHz bis 510 MHz geändert.

Für das Ergebnis der Rechnung siehe Bild 4.15.

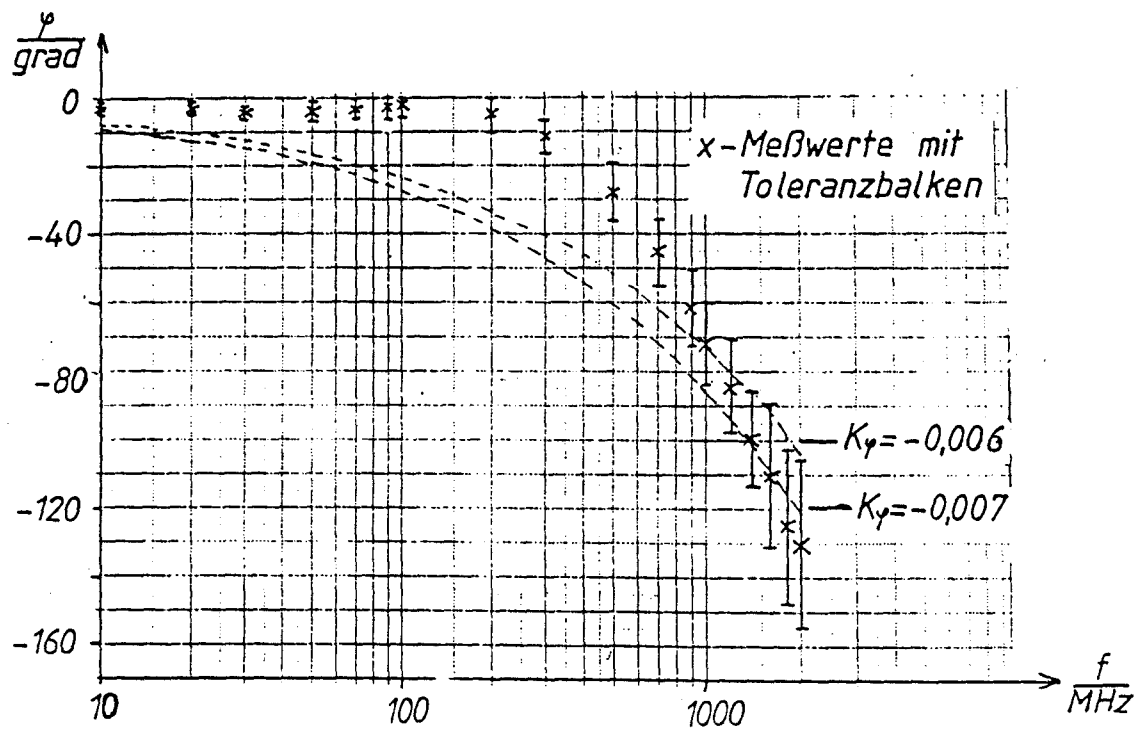
### Anhang B.1

Nachfolgend der Verlauf der betragsmäßigen Dämpfung über der Frequenz nach Gleichung 5.11 und den frequenzdiskreten Dämpfungen nach Gleichung 5.8, für eine Leitung vom Typ " Flexwell HF 3/8 " CU 2Y " ( siehe Kapitel 5.1 ).



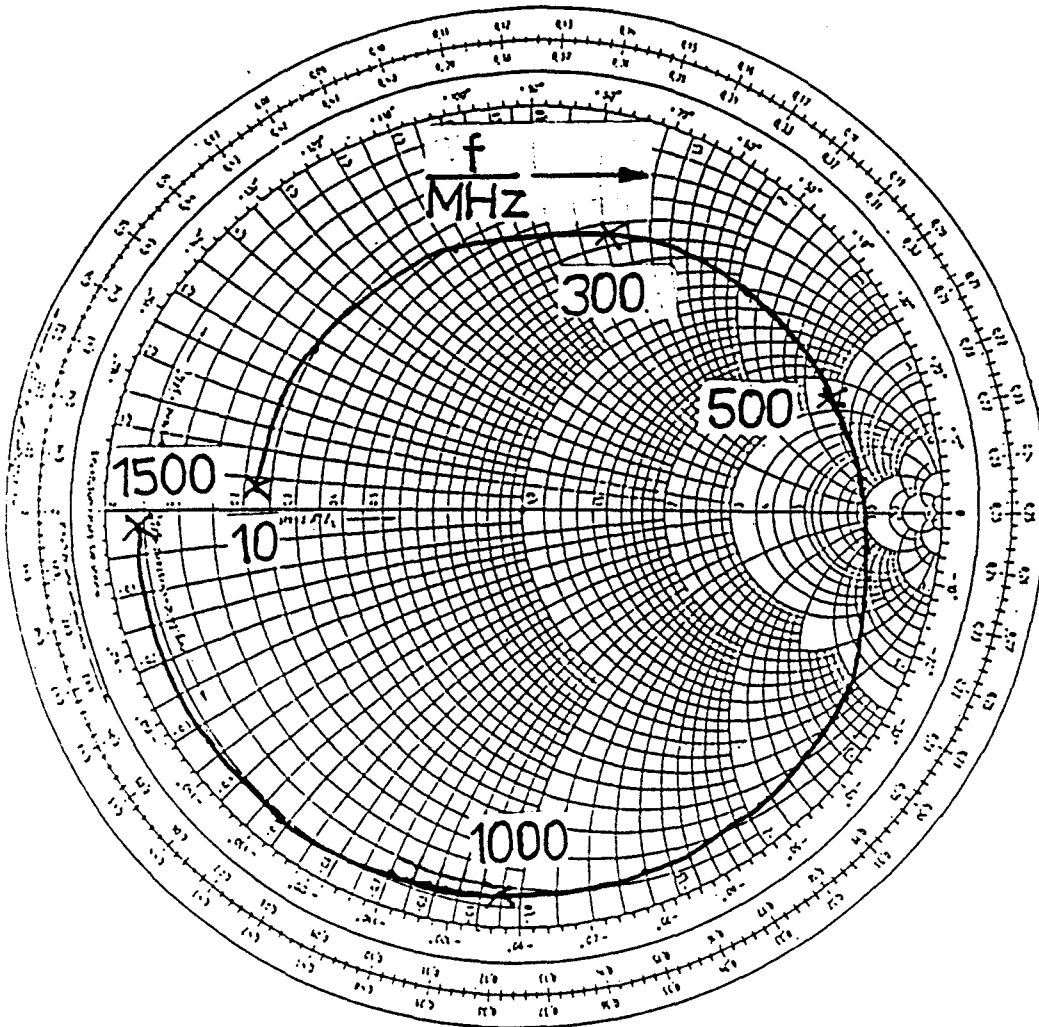
# Anhang B.2

Nachfolgend der Verlauf der dämpfungsabhängigen Phasendrehung nach Gleichung 5.12 und den frequenzdiskreten Werten nach Gleichung 5.10 mit den Toleranzen der Meßgeräte, für eine Leitung vom Typ "Flexwell HF 3/8" CU 2Y" (siehe Kapitel 5.1).



### Anhang B.3

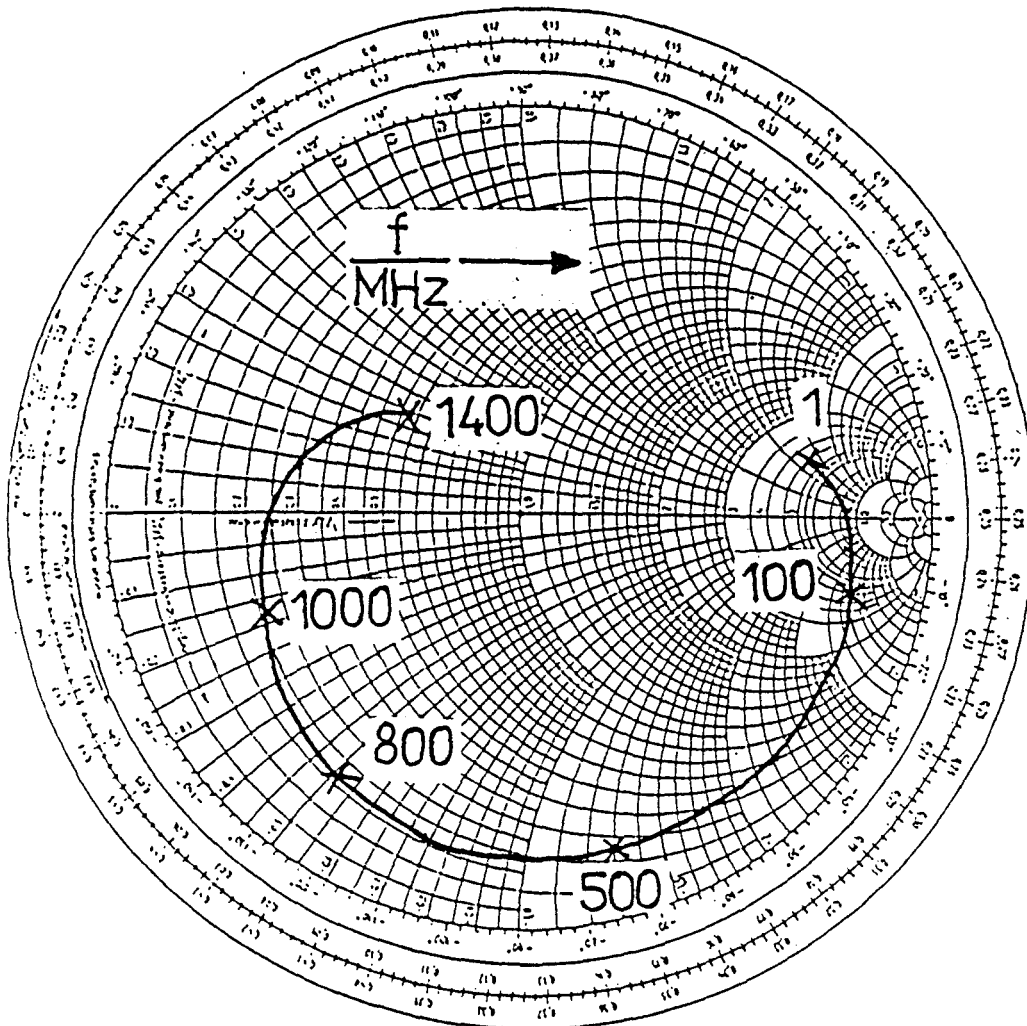
Nachfolgend ist der gemessene Reflexionsfaktor für den bei Filteraufbau Bild 3.11 benötigten 11 Ohm Widerstand dargestellt ( siehe Kapitel 5.2 ).



Die aus der Messung ermittelte Widerstandsersatzschaltung ist in Bild 5.4 dargestellt.

#### Anhang B.4

Nachfolgend ist der gemessene Reflexionsfaktor für den bei Filteraufbau Bild 3.16 benötigten 600 Ohm Widerstand dargestellt ( siehe Kapitel 5.2 ).

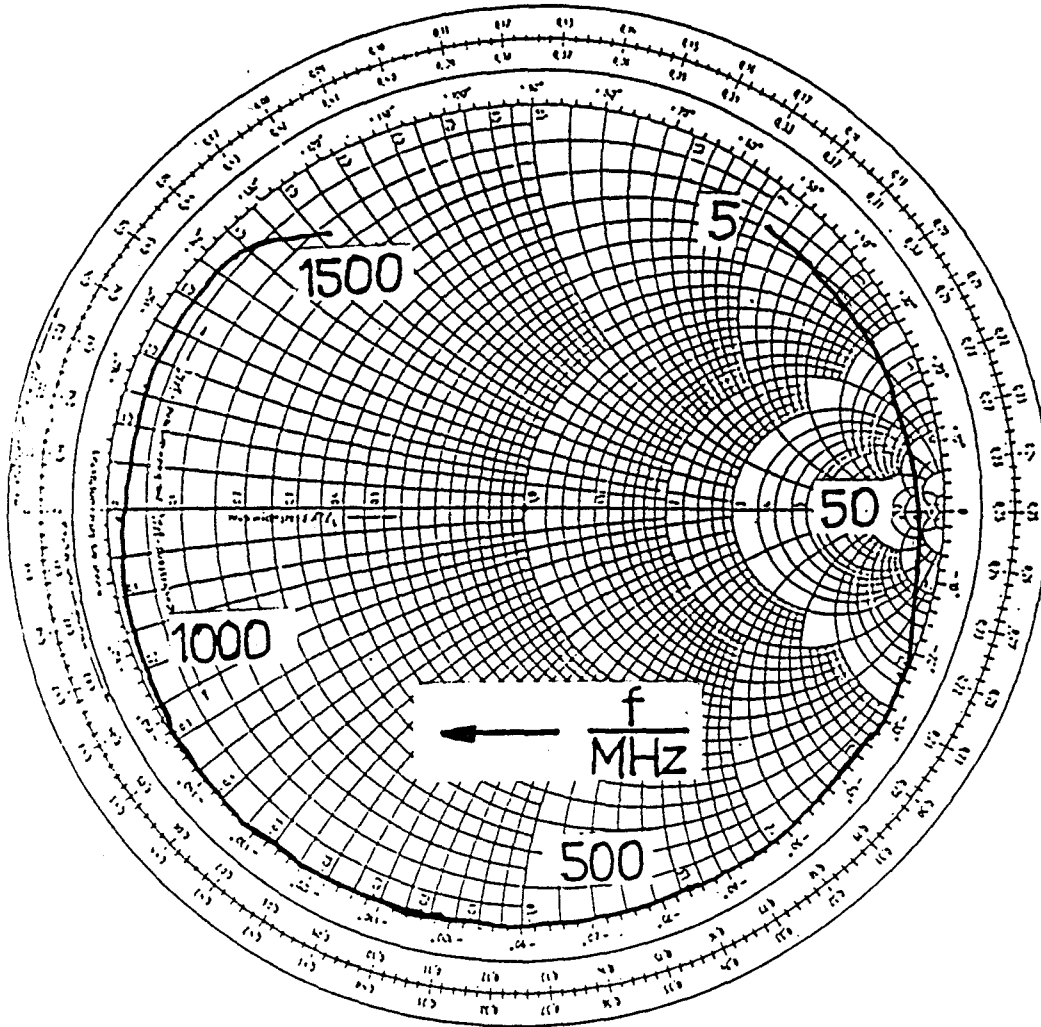


Die aus der Messung ermittelte Widerstandsersatzschaltung ist in Bild 5.5 dargestellt.



### Anhang B.5

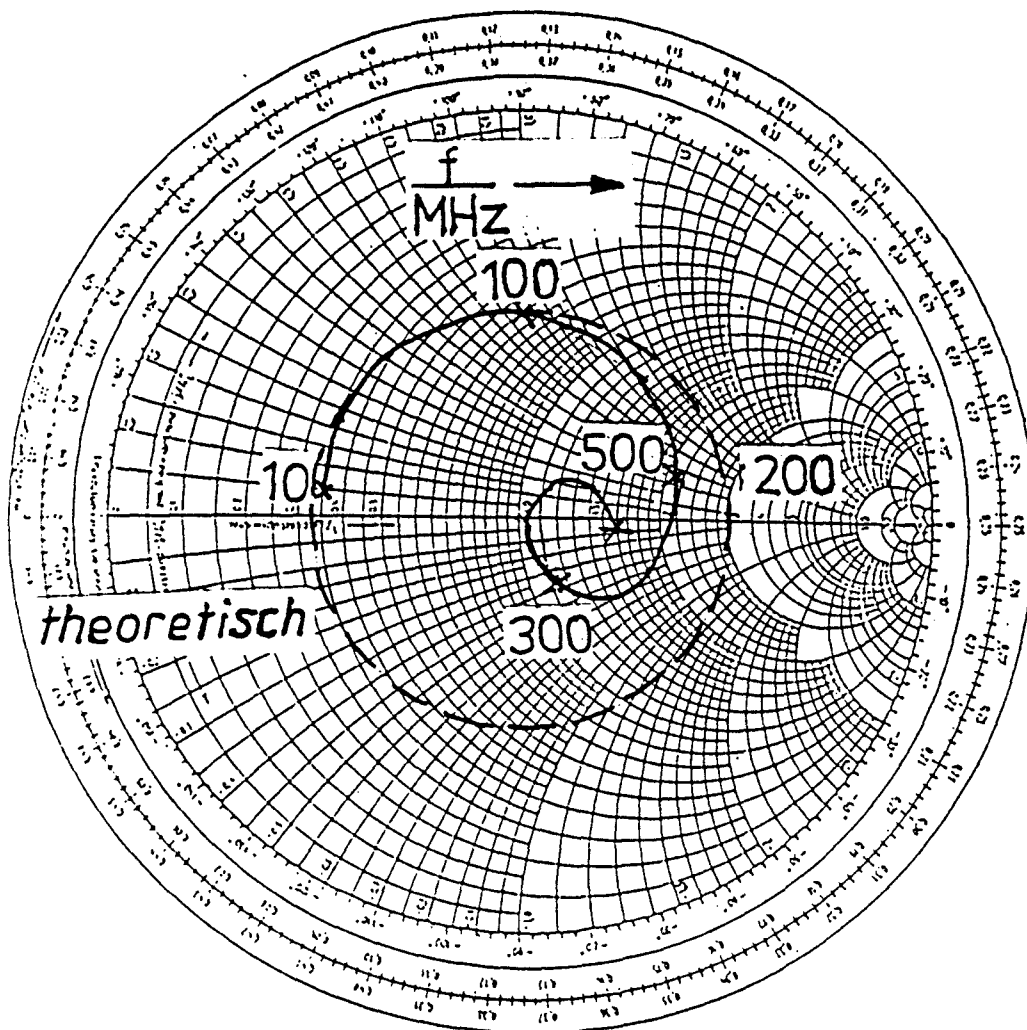
Nachfolgend ist der gemessene Reflexionsfaktor für die bei Filteraufbau Bild 3.16 benötigte Induktivität von 3,3  $\mu\text{H}$  dargestellt ( siehe Kapitel 5.2 ).



Die aus der Messung ermittelte Ersatzschaltung für die Induktivität ist in Bild 5.6 dargestellt.

### Anhang B.6

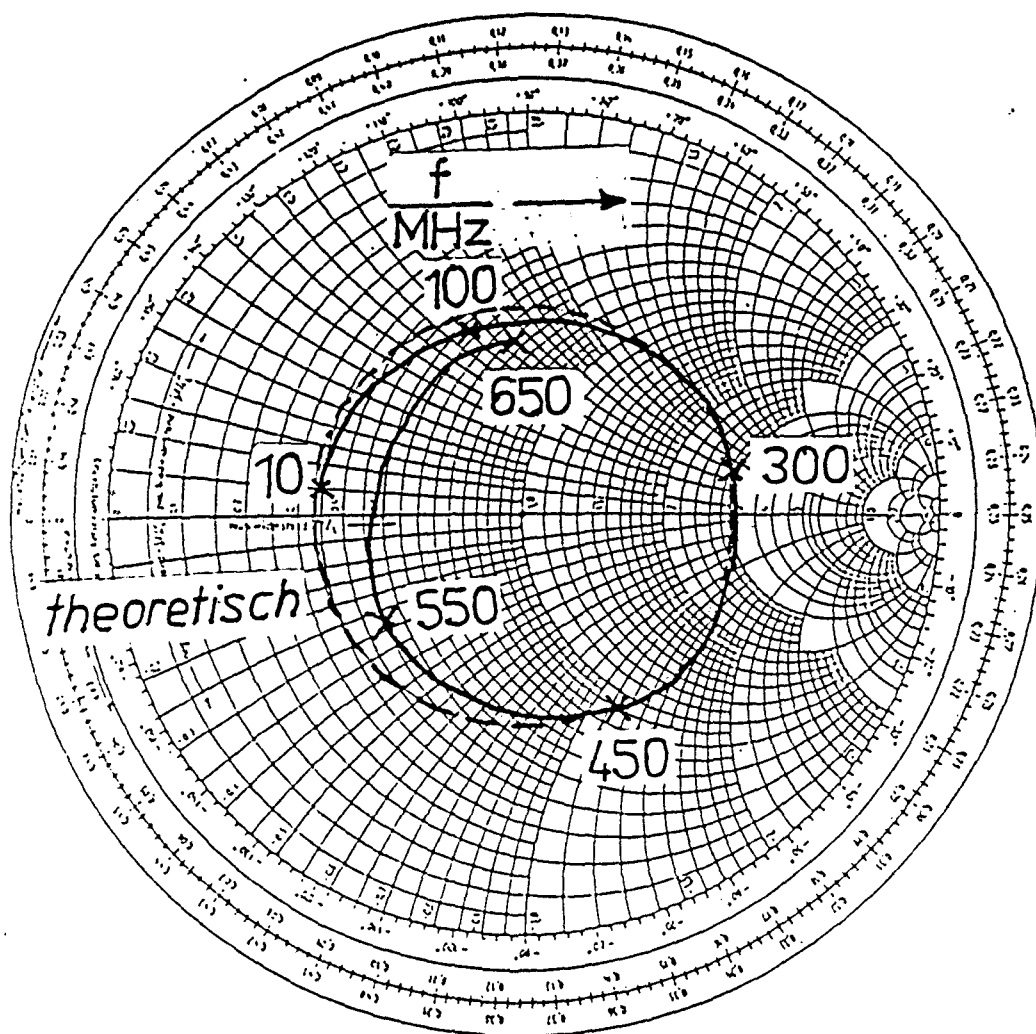
Nachfolgend ist der gemessene Reflexionsfaktor der Viertorschaltung aus den Versuchsaufbauten 3.11 und 3.16 niedergelegt. Der Aufbau der Viertorschaltung ist ohne besondere Abschirmung des Sternpunktes erfolgt. Ebenso ist der Reflexionsfaktor nach Gleichung 5.18 eingetragen ( siehe Kapitel 5.3 ).



Für eine Skizze des Aufbaus siehe Bild 5.8

### Anhang B.7

Nachfolgend ist der gemessene Reflexionsfaktor der Viertorschaltung aus den Versuchsaufbauten 3.11 und 3.16 niedergelegt. Der Aufbau der Viertorschaltung ist mit besonderer Abschirmung des Sternpunktes erfolgt. Ebenso ist der Reflexionsfaktor nach Gleichung 5.18 eingetragen ( siehe Kapitel 5.3 ).



Für eine Aufbauskitze siehe Bild 5.9.

Die vorliegende Arbeit entstand innerhalb der Kernforschungsanlage Jülich bei der Arbeitsgruppe Schichten- und Ionentechnik (ASI) und wurde dort von Herrn Dipl.-Phys. G. Schug und Herrn Dipl.-Ing. H. U. Hacker betreut.

An dieser Stelle möchte ich mich bei allen Mitarbeitern der Arbeitsgruppe Schichten- und Ionentechnik für ihre gute Zusammenarbeit mit mir bedanken.

Die Betreuung durch die Fachhochschule wurde von Herrn Prof. Dr. R. Meißner übernommen. Ferner danke ich Herrn Prof. Jansen für die Übernahme des Koreferates und die damit verbundene Mühe.

Für ihre ständige Gesprächsbereitschaft und Unterstützung möchte ich Herrn R. Meißner, Herrn G. Schug und Herrn U. Hacker herzlichst danken.

Diese Arbeit ist selbständig verfaßt und es sind keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt worden.

Jülich, im Juli 1986

Peter-Josef Maaßen